BIBLIOTECA di RADIOTECNICA

N. CALLEGARI

Radiotecnica per il laboratorio

II edizione
riveduta e ampliata

TRATTAZIONE ORGANICA
DELLE NOZIONI NECESSARIE
ALLA PROGETTAZIONE
E AL CALCOLO DEI CIRCUITI
RADIOELETTRICI
E DEGLI ORGANI RELATIVI

IL ROSTRO

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO - 1958

RADIOTECNICA

PER IL LABORATORIO

N. CALLEGARI

RADIOTECNICA
PER IL LABORATORIO

Trattazione organica delle nozioni necessarie alla progettazione e al calcolo dei circuiti radioelettrici e degli organi relativi

Dati pratici, tabelle, abaci, con 198 figure

II edizione riveduta e ampliata

EDITRICE IL ROSTRO *MILANO*
1958

Tutti i diritti riservati

Tipografia Edizioni Tecniche - Via De Sanctis, 61 - MILANO - Tel. 84.93.090

PREFAZIONE

Se affermassi che questo libro è stato fatto con l'intento di facilitare il compito dei tecnici di laboratorio non darei una reale versione della sua origine, devo piuttosto dire che le necessità personali, di consultazione, di calcolo e di annotazione per i progetti di laboratorio sono state le cause che mi hanno spinto a dare una struttura organica al corredo di appunti, di dati e di constatazioni che si era venuto costituendo durante un lungo periodo di attività di laboratorio.

Il laboratorio radiotecnico ha le sue esigenze particolari che non si soddisfano con le sole nozioni scolastiche nè con la consultazione di un numero più o meno grande di libri, ma soltanto attraverso l'accumularsi dell'esperienza personale in anni di esercizio, il che porta ad arricchire, a selezionare, a semplificare ed a riorganizzare tutte le proprie conoscenze.

Questo libro non si addentra nello studio di branche particolari della radiotecnica, quali la televisione, la modulazione di frequenza, l'elettronica, le onde ultracorte ecc., esso si limita a fornire un solido substrato ad indirizzo piu pratico che teorico, tale da permettere l'eliminazione di ogni perplessità di fronte alle necessità più comuni del laboratorio per chi non si è ancora potuto formare quell'esperienza personale di cui ho detto.

Nell'opera vi sono molte formole che hanno richiesto un lungo lavoro di verifica, di confronto e spesso di esperienza.

Per evitare incertezze e perdite di tempo le formole di immediata utilità pratica sono state stampate a caratteri piu vistosi (neretto).

Ho creduto utile completare il libro con il maggior numero di dati e di tabelle e con numerosi abaci in modo da permettere il massimo risparmio di tempo nel calcolo di circuiti e di componenti.

Di tutto ho cercato di dare una chiara spiegazione: di ogni coefficiente è indicata l'origine e sono dati i valori; di ogni circuito semplice sono indicate

tutte le proprietà principali e per esso, insieme alla possibilità di calcolo con formole è data quella dell'uso speditivo di grafici e tabelle.

Mi auguro che questo libro possa essere di grande ausilio particolarmente a tutti quei radiotecnici, progettisti e costruttori, che usciti dal periodo scolastico affrontano le difficoltà del laboratorio e possa divenire per loro il fido amico che li accompagnerà per lunghi anni e li aiuterà a risolvere e a superare i difficili problemi di cui è disseminato lo studio di laboratorio.

L'AUTORE

Nota alla II edizione

Il carattere stesso di quest'opera è tale per cui essa conserva tutto il suo interesse e la sua attualità nonostante il continuo progredire della tecnica. Di ciò fa fede il rapido esaurimento della prima edizione, che ha resa necessaria la preparazione di questa seconda, riveduta e ampliata, che da oggi sarà a disposizione degli studiosi e dei tecnici.

l'A.

S O M M A R I O

PARTE I

Richiami di fisica
Richiami di matematica

PARTE II

Elementi di elettrotecnica

PARTE III

Radiotecnica

PARTE IV

Abaci, nomogrammi e dati

Indice generale tematico

RICHIAMI DI FISICA

a) PRINCIPALI DEFINIZIONI

1 PRIMA LEGGE DELLA DINAMICA - LEGGE D'INERZIA.

Un corpo materiale non dotato di vita, persevera nel suo stato di quiete o di moto rettilineo ed uniforme finchè non agisca su di esso qualche causa esterna (Leonardo Da Vinci).

2 SECONDA LEGGE DELLA DINAMICA - LEGGE DELLA QUANTITA' DI MOTO.

Ogni variazione di moto è proporzionale alla intensità della forza agente ed avviene nella direzione della retta lungo la quale la forza agisce (Newton).

3 TERZA LEGGE DELLA DINAMICA - AZIONE E REAZIONE.

Ad ogni azione corrisponde sempre una reazione uguale e contraria. Le azioni scambievoli di due corpi sono sempre uguali e direttamente opposte nella medesima linea retta (Newton).

VELOCITA'
Unità: 1 *centimetro al secondo ossia*: 1 *cm sec.*

E' definita velocità la derivata dello spazio rispetto al tempo. La velocità media è data dal rapporto fra lo spazio percorso ed il tempo impiegato per percorrerlo ossia:

$$v = \frac{s}{t}$$

ACCELERAZIONE
Unità: 1 *centimetro al secondo per secondo ossia*: 1 *cm sec*^{2}.

E' definita accelerazione la variazione di velocità nell'unità di tempo. Essa è positiva se trattasi di moto accelerato e negativa se trattasi di moto ritardato, è definita da:

$$a = \frac{v_2 - v_1}{t}$$

Forza
Unità: 1 *dyne ossia* $\frac{1}{981}$ *di grammo-peso.*

E' la causa dell'accelerazione. L'accelerazione è proporzionale alla intensità della forza agente (attraverso ad una costante detta « massa » del corpo). Si definisce unità di forza quella che imprime alla massa unitaria l'accelerazione unitaria.

Massa
Unità: 1 *grammo-massa*

A parità di forza agente, l'accelerazione è inversamente proporzionale alla quantità di materia costituente il corpo ossia alla sua massa. Essa può essere definita anche come rapporto fra la forza agente e l'accelerazione che ne consegue:

$$m = \frac{f}{c}$$

Peso
Unità: 1 *grammo-peso*

Misura la forza che agisce sui corpi per effetto della gravitazione universale, esso si riferisce ai corpi presi sul nostro pianeta ed è variabile a seconda della latitudine e della distanza dal centro di gravità della terra. Il peso è proporzionale alla massa del corpo a cui si riferisce.

Accelerazione di gravita'

E' l'accelerazione impressa ad un corpo per effetto del peso (ossia della forza di gravitazione). Essa potrebbe essere definita in base a:

$$c_g = \frac{f}{m}$$

ma essendo f (nel nostro caso il peso) proporzionale ad m, risulta essere c_g (accelerazione di gravità) una costante. Il valore di detta costante è, alla superficie della terra di 981 cm sec per sec (più esattamente 980,665 cm sec^2).

Peso specifico (*assoluto*)

E' il peso dell'unità di volume del corpo considerato.

Peso specifico (*relativo*)

E' il rapporto fra il peso del corpo considerato ed il peso di un eguale volume di acqua alla temperatura di 4°.

Essendo il peso di 1 cm^3 di acqua uguale ad 1 grammo, ne consegue che il peso specifico assoluto e quello relativo sono espressi dallo stesso numero.

DENSITA' (*assoluta*) — E' misurata dalla massa dell'unità di volume del corpo considerato.

DENSITA' (*relativa*) — E' il rapporto fra la massa del corpo considerato e la massa di un egual volume di acqua a 4°.

Essendo la massa di un cm^3 di acqua uguale ad 1 grammo-massa, la densità relativa e quella assoluta di un corpo sono misurate dallo stesso numero che coincide anche con il suo peso specifico.

RELAZIONI FRA VELOCITA', SPAZIO E TEMPO.

$$v = \frac{s}{t} \qquad t = \frac{s}{v} \qquad s = v\,t$$

in cui: v = velocità in cm/sec; s = spazio espresso in cm; t = tempo in secondi.

RELAZIONI FRA ACCELERAZIONE, VELOCITA' E TEMPO.

$$c = \frac{|v_2 - v_1|}{t} \qquad t = \frac{|v_2 - v_1|}{c} \qquad |v_1 - v_2| = c\,t$$

in cui c = accelerazione media in cm/sec^2; $|v_1 - v_2|$ = variazione di velocità riscontrata in un secondo; t = tempo in sec.

RELAZIONI FRA MASSA, FORZA ED ACCELERAZIONE.

$$m = \frac{f}{c} \qquad f = m \cdot c \qquad c = \frac{f}{m}$$

in cui: m = massa in grammi; f = forza in dyne; c = accelerazione in cm/sec^2.

UNITÀ DI POTENZA E LORO EQUIVALENZE.

Natura	Sistema	Unità	eq.	kgm/sec	C V	erg/sec	watt o joule/S	kilowatt
meccan.	pratico	kgm/sec	= a	1	$1,33 \cdot 10^{-2}$	$9,81 \cdot 10^{7}$	9,81	$9,81 \cdot 10^{-3}$
»	»	C V	= a	75	1	$736 \cdot 10^{7}$	736	0,736
»	C G S	erg/sec.	= a	$1,02 \cdot 10^{-8}$	$1,36 \cdot 10^{-10}$	1	10^{-7}	10^{-10}
elettrica	pratico	joule/s o watt	= a	0,102	$1,36 \cdot 10^{-3}$	10^{7}	1	10^{-2}
»	»	kilowatt	= a	102	1,36	10^{10}	10^{3}	1

UNITÀ DI LAVORO E LORO EQUIVALENZE

Natura	Sistema	Unità	eq.	kgm	erg	joule	cal/kg	cal/g
meccan.	pratico	kgm	= a	1	$9,81 \cdot 10^{7}$	9,81	$2,35 \cdot 10^{-3}$	2,36
»	C G S	erg	= a	$1,02 \cdot 10^{-8}$	1	10^{-7}	$0,24 \cdot 10^{-10}$	$0,24 \cdot 10^{-7}$
elettrica	pratico	joule (*)	= a	0,102	10^{7}	1	$0,24 \cdot 10^{-3}$	0,24
termica	»	cal/kg	= a	425	$4,18 \cdot 10^{10}$	$4,18 \cdot 10^{3}$	1	10^{3}
»	C G S	cal/g	= a	0,425	$4,18 \cdot 10^{7}$	4,18	10^{-3}	1

(*) 1 Joule equivale anche a $9,87 \cdot 10^{-3}$ litri-atmosfere.

ENERGIA (POTENZA × TEMPO)

Natura	Sistema	Unità	eq.	Wh watt-ora	kWh kilowatt-ora	CVh cav-vap-ora
elettrica	pratico	Wh	= a	1	10^{-3}	$1,36 \cdot 10^{-3}$
»	»	kWh	= a	10^{3}	1	1,36
meccanica	»	CVh	= a	736	0,736	1

IMPULSO — E' il prodotto della intensità della forza agente per il tempo per cui essa agisce sul corpo ($f \times t$).

QUANTITA' DI MOTO — E' il prodotto della massa di un corpo in movimento per la velocità con cui si sposta ($m \times v$).
Si ha in ogni caso:

$$f \times t = m \times v$$

La quantità di moto impressa da una forza ad un corpo è uguale all'impulso della forza.

LAVORO
Unità: = 1 *erg*

E' il prodotto della forza agente per lo spostamento (quando questo avviene nella direzione della forza):

$$L = f \times s$$

L'unità è l'**erg** ossia il lavoro corrispondente alla forza di una dyne per centimetro. Altre unità sono il **joule** ed il **chilogrammetro** (**kgm**).

POTENZA
Unità = 1 *erg/sec.*

E' il lavoro riferito all'unità di tempo: $P = \frac{L}{t}$

Altre unità sono il **joule secondo**; il **kgm sec**; il **watt** (unità elettrica) il cavallo vapore CV od HP.

PESI SPECIFICI DI ALCUNE SOSTANZE

Acqua a 4°	1	Molibdeno	10.20
Ambra	1.1	Mercurio	13.59
Alluminio	2.70	Nichelio	8.80
Amianto	2.1-2.8	Olio vegetale	0.91 -0.93
Antimonio	6.67	Oro	19.25
Argento	10.492	Platino	21.40
Alcool	0.794	Petrolio	0.8
Bario	3.50	Piombo	11.34
Bitume	1.1 -1.5	Potassio	0.86
Bismuto	9.80	Quarzo	2.6
Benzina	0.68 -0.74	Rame	8.93
Benzolo	0.879	Selenio	4.2 -4.8
Cadmio	8.64	Sodio	0.97
Celluloide	1.37 -1.4	Stagno	7.28
Cera	0.95	Tantalio	16.60
Cromo	7.14	Vanadio	5.70
Ebanite	1.15	Vetro comune	2.4 -2.6
Ferro	7.86	Vetro flint	3.15 -3.9
Galena	7.3 -7.6	Volframio	19.10
Grafite	1.9 -2.3	Zinco	7.10
Manganese	7.30	Zolfo amorfo	1.93
Mica	2.6 -3.2		

ENERGIA POTENZIALE (O DI POSIZIONE)

L'energia latente in un corpo inanimato che gli conferisce la capacità di compiere un lavoro è detta « energia potenziale » del corpo.

Energia cinetica Quando un corpo in virtù del suo movimento è capace di compiere del lavoro si dice che esso possiede « energia di moto » o « cinetica ». Essa si misura dal lavoro che può compiere.

Forza viva Misura l'energia cinetica acquistata da un corpo in movimento in un dato istante.
Se una forza agisce su di un corpo per un dato tempo t, vi imprime una velocità v (alla fine del tempo t). L'energia che possiede il corpo di massa m quando ha raggiunto la velocità v prende il nome di **forza viva** ed è misurata da:

$$\frac{1}{2} m v^2$$

La forza viva acquistata da un corpo è uguale al lavoro compiuto dalla forza che lo ha messo in movimento, ossia:

$$f s = \frac{1}{2} m v^2$$

ELASTICITA'

Elasticità di trazione (o di compressione) Un prisma di lunghezza L e di sezione s, sottoposto ad una forza f di trazione o di compressione subisce rispettivamente un allungamento o un accorciamento l per elasticità:

$$l = \frac{1}{E} \cdot \frac{L f}{s}$$

di cui E è il **modulo di elasticità.**

Elasticità di torsione Un cilindro di lunghezza L e di raggio r sottoposto ad una coppia di momento M (*) tendente a ruo-

*) Il « momento » di una coppia è misurato dal prodotto della media delle due forze costituenti la coppia per la distanza fra le due linee di applicazione di queste.

tarlo intorno al suo asse, subisce una torsione misurata dell'angolo α:

$$\alpha = \frac{1}{G} \cdot \frac{L\,M}{r^4}$$

in cui G è il **modulo di torsione.**

ELASTICITA' DI FLESSIONE

Un prisma di lunghezza L infisso per una delle sue due basi minori, sottoposto ad una forza f agente all'altro estremo del suo asse normalmente a questo nella direzione del lato a (della sezione rettangolare), subisce una flessione che è misurata dallo spostamento δ dell'estremo libero dell'asse (saetta di inflessione):

$$\delta = \frac{4\,L^3 f}{E\,a^3\,b}$$

in cui E è il modulo di elasticità e b è l'altro lato della sezione (ossia a è l'altezza o spessore della sbarra e b è la larghezza di questa).

LEGGE DI BOYLE

Il volume occupato da una certa quantità di gas a temperatura costante è inversamente proporzionale alla pressione del gas

ossia:

Il prodotto del volume di una data massa di gas per la sua pressione è costante a temperatura costante:

$$p \times v = \text{costante.}$$

LEGGE DI DALTON

La pressione totale esercitata da un miscuglio di due o più gas sulle pareti del recipiente che lo contiene è uguale alla somma delle pressioni parziali dei singoli gas, e cioè delle pressioni che ciascuno dei gas componenti eserciterebbe se occupasse da solo tutto il volume del recipiente.

CALORE

TEMPERATURA

La temperatura misura il grado di congestione termica dei corpi, essa viene misurata secondo tre scale:
Scala centigrada: Viene assunto come riferimento di zero la temperatura alla quale si fonde il ghiaccio e viene attribuito il valore di 100 °C alla temperatura di ebollizione dell'acqua, entrambe a 760 mm di Hg di pressione. La scala è divisa in 100 parti uguali.
Scala Réaumur: Le temperature di fusione del ghiaccio e di ebollizione dell'acqua sono indicate con i numeri 0 e 80, la scala è divisa in 80 parti.
Scala Fahrenheit: Allo 0 e al 100 della temperatura centigrada corrispondono i numeri 32 e 212. Tale intervallo è diviso in 180 parti.
Scala Kelvin (o della temperatura assoluta) nella quale la temperatura di fusione del ghiaccio corrisponde a 273 °K e quella di ebolizione dell'acqua a 373 °K.

QUANTITA' DI CALORE

Per innalzare di 1 grado la temperatura di un corpo di grande massa si richiede ovviamente una energia maggiore di quella occorrente per un corpo di piccola massa ovvero una quantità di calore maggiore.
Le unità di quantità di calore sono:
La piccola caloria (cal) (o caloria-grammo) che è la quantità di calore necessaria per elevare di 1 grado centigrado la temperatura di 1 grammo di acqua distillata (da 14° a 15°).
La grande caloria (Cal) (o caloria-chilogrammo) che è la quantità di calore necessaria per elevare di 1 grado centigrado la temperatura di 1 chilogrammo di acqua distillata (da 14° a 15°).

CALORE SPECIFICO

La quantità di calore necessaria per elevare di un grado centigrado la temperatura di 1 grammo di una data sostanza prende il nome di calore specifico. Il

prodotto della massa di un corpo in grammi per il calore specifico della sostanza di cui è composto costituisce la **capacità termica** del corpo.

LEGGE DI DULONG E PETIT — Il prodotto del calore specifico degli elementi solidi per il loro peso atomico è approssimativamente costante ed uguale a circa 6.

LEGGE DI GAY LUSSAC

Per ogni grado di riscaldamento il volume di un gas aumenta di $\frac{1}{273}$ (se viene mantenuto a pressione costante).

$$v_t = v_0 (1 + \alpha t)$$

in cui v_t è il volume occupato dal gas alla temperatura t °C

v_0 è il volume occupato dal gas alla temperatura di zero gradi °C

α è il coefficiente di dilatazione dei gas $= \frac{1}{273}$ per tutti i gas.

Il volume si riduce a zero quando la temperatura raggiunge lo zero assoluto ossia 273 gradi centigradi sotto zero.

EQUAZIONE CARATTERISTICA DEI GAS

E' una relazione del tipo:

$$p\,v = k\,(1 + \alpha\,t)$$

in cui p è la pressione; t è la temperatura; k è il prodotto di $p \times v$ preso alla temperatura di zero gradi centigradi.

Se si prende una grammo-molecola di gas (tanti grammi quanto è il suo peso molecolare) e se ne considera il volume V_m da essa occupato l'equazione caratteristica diventa:

$$p\,V_m = R\,T$$

in cui $R = 8{,}31 \cdot 10^7$ erg °K; T è la temperatura assoluta misurata in gradi Kelvin (°K).

SUONO

Fra lunghezza d'onda del suono λ, frequenza f e velocità di propagazione v esiste la seguente relazione:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad \text{da cui:} \quad f = \frac{v}{\lambda}$$

v è la velocità in metri al minuto secondo; essa è per l'aria di 340 m al sec; per l'acqua è circa 1400 m al sec; nel ferro è circa 5000 m al sec; f è la frequenza espressa in vibrazioni complete al m/sec ossia in **hertz.**

L'energia sonora che investe un elemento piano perpendicolare alla propagazione in un secondo e per cm² misura l'**intensità energetica J del suono** ed è espressa in **watt/cm².**

Le frequenze percepite dall'orecchio umano sono comprese fra i 15 e i 25000 Hz.

FREQUENZE: violino 194-2069 Hz; flauto: 224-2069 Hz; cornetta: 172-295 Hz; pianoforte: 27-3480 Hz; soprano: 259-1035 Hz; mezzo soprano: 217-870 Hz; contralto: 172-690 Hz; tenore: 145-517 Hz; baritono: 122-328 Hz; basso: 86-326 Hz; Banda passante per le comuni esigenze: da 50 a 5000 Hz.

L'intensità energetica normale di una conversazione si aggira da 0,0001 a 0,01 μW/cm² (corrispondenti a 0,1 ed a 1 dyne/cm² di variazioni di pressione per unità di superficie).

L'intensità delle sensazioni acustiche dell'orecchio sono proporzionali al logaritmo neperiano delle intensità energetiche.

Scala di Fletcher è definita da:

$$F = 10 \log_{10} \frac{J}{J_o} \qquad (\text{per } \mathbf{j} > \mathbf{j}_o)$$

F è espresso in **decibel.**

In telefonia si usa molto il **neper.** Esprimendo il rapporto in neper si ha $\sigma = 0{,}5 \lg_e \frac{J}{J_o}$

Le unita' acustiche in radiotecnica.

In elettroacustica si riscontrano frequentemente fenomeni che seguono leggi esponenziali e fra questi come si disse, quello della varia sensibilità dell'orecchio umano, ai diversi livelli di suono, quello dell'attenuazione dell'energia elettrica lungo una linea ecc.

L'unità acustica **neper** esprimente un rapporto fra potenze, trovò dunque in questo campo vasta applicazione. Detta unità, che si identifica col logaritmo neperiano del rapporto stesso, ha però come base il numero $e = 2.718281$ che non è un numero razionale, ad esso fu perciò preferito il **bell** che misura il logaritmo decimale del rapporto fra due potenze (1 bell è uguale ad un rapporto di 10 fra potenze).

Anche il bell però presentava l'inconveniente di non adattarsi alle misure correnti risultando eccessivo; si adottò quindi il **decibel** (dB) che è la decima parte del bell.

Il dB misura in decimi il log. decimale del rapporto fra due potenze. 1 dB corrisponde ad un rapporto di circa 1.258... fra potenze, esso è anche noto col nome di « **Trasmission Unit** ».

Il dB è spesso usato anche per misurare i rapporti fra correnti o fra tensioni, in questo caso l'*amplificazione* (detta anche *guadagno*) o l'*attenuazione* che si vuole misurare è data dal log. decimale del rapporto moltiplicato per venti:

$$\text{amplif. (dB)} = 20 \log_{10} \frac{v_2}{v_1}$$

Nel primo caso esso è preceduto dal segno + e nel secondo dal segno — (il che è ovvio, essendo nel primo caso il rapporto maggiore e nel secondo minore dell'unità).

I nomogrammi in appendice forniscono, noto il valore del rapporto, direttamente il valore cercato in dB.

La valutazione delle amplificazioni e attenuazioni in dB semplifica notevolmente il calcolo delle amplificazioni complessive degli stadi in amplificatori e ricevitori, in questi casi, in luogo di fare il prodotto delle singole amplificazioni come quando queste son espresse dal rapporto, **basta farne la somma.**

Le curve di risposta si tracciano spesso indicando alle varie frequenze le attenuazioni e i « guadagni » in dB rispetto ad un dato valore di tensione o di corrente corrispondente ad una frequenza prestabilita, che si assume come « *livello* ».

LUCE

Fra lunghezza d'onda λ, frequenza f e velocità di propagazione v, esiste la seguente relazione:

$$\lambda = \frac{v}{f} \text{ da cui } f = \frac{v}{\lambda}$$

in cui λ è la lunghezza d'onda in cm; f è la frequenza in hertz e v è la velocità di propagazione in cm/sec. Nell'aria e nel vuoto $v = 3 \times 10^{10}$ cm/sec circa. Nel vetro v è uguale a 2×10^{10} cm/sec. **La velocità della luce nei vari mezzi è inversamente proporzionale ai rispettivi indici di rifrazione assoluti.**

Unità pratica di lunghezza d'onda è l'**angstrom** (1 Å $= 10^{-8}$ cm $= 10^{-4}$ μ). Le frequenze corrispondenti ai vari colori sono comprese fra 7000 Å (colore rosso) e 4000 Å (violetto).

FLUSSO LUMINOSO (ricevuto od emesso da un corpo), si misura in LUMEN ed è dato da:

$$\Phi = \frac{L}{T}$$

in cui L è l'energia luminosa (in lumen-secondo) e T è il tempo in secondi durante il quale si è esplicata tale energia.

ILLUMINAZIONE di una superficie è data da $E = \Phi / S$ ossia dal flusso diviso per la superficie in cm^2; si misura in « PHOT » (1 phot $= 10^4$ lux).

INTENSITA' LUMINOSA Si misura in **candele**; una lampada di una candela emette complessivamente in tutte le direzioni un flusso complessivo di 12,56 lumen. (La « candela » in oggetto è quella internazionale = 1,1 candele Hefner).

STRUMENTI OTTICI

CONVERGENZA DI UNA LENTE — si misura in « **diottrie** »; il n° di diottrie si ha dividendo 100 per la distanza focale in cm.
Se la lente è divergente le diottrie sono precedute dal segno —.

Le distanze rispettive dei due fuochi f_1 ed f_2 che si formano con una lente convergente sono legate alla distanza focale propria della lente f_0 dalla relazione:

$$\frac{1}{f_0} = \frac{1}{f_1} + \frac{1}{f_2}$$

CANNOCCHIALE SEMPLICE — (due lenti convergenti) può dare un ingrandimento massimo pari al rapporto fra la distanza focale dell'obbiettivo e la distanza focale dell'oculare, tale rapporto è anche pari al rapporto fra i diametri della pupilla d'entrata e di quella d'uscita.

RICHIAMI DI MATEMATICA

ESPRESSIONE — Espressione aritmetica è una scrittura costituita da numeri e segni di operazione; espressione algebrica è costituita da simboli (lettere) e segni di operazione.

MONOMIO — Espressione nella quale non figurano i segni + e —.

POLINOMIO — Espressione nella quale figurano anche i segni + e —.

NUMERI RELATIVI — L'insieme dei numeri positivi e negativi.

Il valore assoluto del numero relativo è il valore che esso ha indipendentemente dal segno. Il valore dei numeri positivi coincide col loro valore assoluto. Per indicare il valore assoluto di n si scrive $|n|$.

OPERAZIONI

Prodotto e quoziente dei numeri relativi:

$$(+a) \times (+b) = +ab; \quad (-a) : (-b) = +\frac{a}{b}; \quad (+a) \times (+a) = +a^2$$

$$(+a) \times (-b) = -ab; \quad (-a) : (+b) = -\frac{a}{b}; \quad (-a) \times (-a) = +a^2$$

$$(-a) \times (+b) = -ab; \quad (+a) : (-b) = -\frac{a}{b}$$

$$(-a) \times (-b) = +ab; \quad (+a) : (+b) = +\frac{a}{b}; \quad (+a) \times (-a) = -a^2$$

Operazioni tra monomi.

Addizione si esegue scrivendo i monomi l'uno accanto all'altro con il proprio segno (+ o —) e si ottiene una espressione polinomia ossia un polinomio.

Sottrazione si esegue scrivendo il secondo monomio accanto al primo ma invertendo il segno che precede il secondo (+ o —).

Moltiplicazione si moltiplicano fra loro i coefficienti e si addizionano gli esponenti di una stessa lettera.

Divisione si forma una frazione che ha per numeratore il primo e per denominatore il secondo.

Potenza si eleva a potenza il coefficiente e si moltiplicano gli esponenti delle lettere per il grado della potenza.

Operazioni fra polinomi.

Addizione si scrivono di seguito tutti i loro termini con i loro segni.

Sottrazione si scrivono di seguito al primo i termini del secondo con i segni (+ e —) cambiati.

MOLTIPLICAZIONE (O DIVISIONE) DI UN POLINOMIO PER UN NUMERO (O PER UN MONOMIO)	basta moltiplicare (o dividere per il numero (o per il monomio) i singoli termini del polinomio dato.
QUADRATO DI UN POLINOMIO	è uguale alla somma dei quadrati di tutti i termini più i doppi prodotti di ciascun termine per ciascuno di quelli che lo seguono.
MOLTIPLICAZIONE FRA POLINOMI	si moltiplica ciascun termine del primo per ogni termine del secondo.
GRADO DI UN POLINOMIO RISPETTO AD UNA LETTERA	è l'esponente massimo che ha quella lettera nel polinomio.

PRODOTTI NOTEVOLI.

$$(A + B)^2 = (A + B)\,(A + B) = A^2 + 2AB + B^2$$
$$(A + B)^3 = A^3 + 3A^2B + 3AB^2 + B^3$$
$$(A - B)^2 = A^2 - 2AB + B^2$$
$$(A - B)^3 = A^3 - 3A^2B + 3AB^2 - B^3$$
$$(A + B)\,(A - B) = A^2 - B^2$$

Una eguaglianza fra due espressioni è detta **identità** se è soddisfatta qualunque siano i valori assegnati a tutte le lettere, è detta **equazione** se è soddisfatta solo per alcuni valori assegnati ad alcune lettere (dette incognite).

Se $A = B$ $\quad A + M = B + M$; $\quad A + B + C = D$ può scriversi $A + B + C - D = O$.

Se $A = B$ $\quad mA = mB$ ossia se $A - B = O$ $\quad m\,(A - B) = O$.

Se $A = B$ $\quad -A = -B$.

Il grado di una equazione ad 1 incognita è il massimo esponente dell'incognita. Una equaz. di 1° può ridursi alla forma $a\,x = b$. Se $a \pm o$ si ha

$x = \frac{b}{a}$ ossia una soluzione e l'equazione è **determinata**. Se $a = 0$ ed anche $b = 0$ l'equazione è **indeterminata.** Se $a = 0$ e $b \pm 0$ l'equazione è **impossibile** (o assurda).

Sistemi di equaz. di I° grado a più incognite.

Metodo di sostituzione:

$$\text{siano} \begin{cases} ax + by = c \\ a'x + b'y = c' \end{cases} \qquad \text{si avrà } x = \frac{c - by}{a}$$

sostituendo questa nuova espressione di x nella 2ª equazione la si ridurrà ad una equazione da 1 sola incognita.

Metodo di confronto:

$$\text{siano} \begin{cases} a'x + b'y = c' \\ a\,x + b\,y = c \end{cases} \qquad \text{si avrà } x = \frac{c - by}{a}\ ; \quad x = \frac{c' - b'y}{a'}$$

$$\text{da cui } \frac{c - by}{a} = \frac{c' - b'y}{a'}$$

che è **equazione** ad 1 sola incognita.

Radicali

Supposti a e $b > o$ si ha:

$$\left(\sqrt[m]{a}\right)^m = a;\ \sqrt[m]{a\,b} = \sqrt[m]{a}\,\sqrt[m]{b}\ ;\ \sqrt[m]{a : b} = \sqrt[m]{a} : \sqrt[m]{b} \quad \sqrt[m]{a}\,\sqrt[n]{a} = \sqrt[mn]{a^{m+n}}$$

$$\sqrt[m]{\frac{1}{a}} = \frac{1}{\sqrt[m]{a}}\ ;\ \sqrt[m]{a^n} = \left(\sqrt[m]{a}\right)^n;\ a\sqrt[m]{b} = \sqrt[m]{a^m\,b}\ ;\ \frac{\sqrt[m]{b}}{a} = \sqrt[m]{\frac{b}{a^m}}$$

$$\sqrt[m]{\sqrt[n]{a}} = \sqrt[mn]{a} = \sqrt[n]{\sqrt[m]{a}}\ ;\ \sqrt{a} \pm \sqrt{b} = \sqrt{a + b \pm 2\sqrt{a\,b}}$$

$$\sqrt{A \pm \sqrt{b}} = \sqrt{\frac{A + \sqrt{A^2 - b}}{2}} \pm \sqrt{\frac{A - \sqrt{A^2 - b}}{2}}\ ;\quad \sqrt[2n-1]{-a} =$$

$$= -\sqrt[2n+1]{a}\ ;\quad \sqrt[2n]{-a} = \sqrt[n]{\sqrt{-a}} = \sqrt[n]{i\sqrt{a}} \text{ (numero complesso)}$$

Esponenti frazionari e negativi.

$$a^{\frac{m}{n}} = \sqrt[n]{a^m} \qquad a^{-n} = \frac{1}{a^n}; \qquad \frac{1}{\sqrt[n]{a^m}} = a^{-\frac{n}{m}}$$

Radici di numeri con segni.

Vedere a pag. 33: Numeri complessi.

Progressioni

Progressioni aritmetiche

La progressione: $a_1, a_2, a_3 \ldots$ in cui $a_2 = a_1 + d$; $a_3 = a_2 + d$; $a_4 = a_3 + d$ si indica con $\div a_1, a_2, a_3 \ldots$ e si dice **progressione aritmetica di ragione** d.

data la progr. $\div a_1, a_2, a_3 \ldots$, si ha:

$$a_n = a_1 + (n - 1)\, d$$

$$a_1 + a_n = a_2 + a_{n-1} = a_3 + a_{n-2} \text{ ecc.}$$

La somma S di n termini (S_n) è data da:

$$S_n = \frac{(a_1 + a_n)\, n}{2}$$

Progressioni geometriche

La progressione $a_1, a_2, a_3 \ldots$ in cui $a_2 = a_1 \cdot q$; $a_3 = a_2 \cdot q$; $a_4 = a_3 \cdot q$ ecc., si indica con $\div\div a_1, a_2, a_3 \ldots$ e si dice **progressione geometrica di ragione** q.

Data la $\div\div a_1, a_2, a_3$ si ha: $a_n = a_1\, q^{n-1}$. La somma di n termini è: $S_n = a_1 \dfrac{q^n - 1}{q - 1}$.

Equazioni di II grado

Una equazione di II grado può ridursi alla forma tipica $a\,x^2 + b\,x + c = 0$.

Formola risolvente dell'equazione: $x = \dfrac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4\,a\,c}}{2\,a}$.

Se $a = 0$ una delle soluzioni è $\pm\infty$; se $c = 0$ una delle soluzioni $= 0$.

Se $b^2 - 4ac > 0$ l'equazione ha due radici reali e distinte.

Se $b^2 - 4ac = 0$ l'equazione ha due radici reali ed uguali.

Se $b^2 - 4ac < 0$ l'equazione non ha radici reali.

Problema: Trovare due numeri di cui si conosca la somma S e il prodotto P.

Soluzione: I due numeri sono le radici dell'equazione: $x^2 - S\,x + P = 0$.

Si ha cioè in generale nell'equazione $ax^2 + b\,x + c = 0$ che:

$$-(x_1 + x_2) = b \qquad \text{e} \qquad x_1\,x_2 = c.$$

a	b	c	$x_1 \cdot x_2 = \frac{c}{a}$	$x_1 + x_2 = -\frac{b}{a}$	x_1	x_2
+	+	+	+	—	—	—
—	—	+	—	+	+	+
+	—	—	—	—	+	—
+	+	—	—	—	—	+

Calcolo combinatorio.

Il numero di **permutazioni** di n elementi (ossia di scambi di posto effettuabili fra gli n elementi) si indica con $n!$ (in cui $!$ è detto « **fattoriale** »). $n!$ è dato dal prodotto dei primi n numeri interi ossia $1 \times 2 \times 3 \ldots \times n$. Il numero di **disposizioni** di n elementi di classe k (ossia di raggruppamenti a k a k degli n oggetti, considerando come diversi anche quei gruppi che pur contenendo gli stessi termini li contengono disposti con diverso ordine) si indica con $D_{n,k}$.

$D_{n,k}$ è dato dal prodotto di k fattori decrescenti a partire da n.

Il numero di **combinazioni** di n elementi di classe k (ossia di gruppi a k a k degli n oggetti considerando come diversi solo quei gruppi che contengono elementi diversi) si indica con $C_{n,k}$ oppure con: $\binom{n}{k}$

$$C_{n,k} = \frac{D_{n,k}}{P_k} \quad \text{ossia} \quad \frac{D_{n,k}}{k!}$$

Esempi

Si ano $a\ b\ c$ gli n elementi, le **permutazioni** possibili saranno: $3 \times 2 \times 1 = 6$; infatti esse sono: $a\,b\,c$ - $a\,c\,b$ - $c\,b\,a$ - $c\ a\ b$ - $b\,a\,c$ - $b\,c\,a$.

Siano $a\ b\ c\ d$ gli n elementi, le **disposizioni** in classe k, se p. es. $k = 2$ saranno: $4 \times 3 = 12$; infatti esse sono $a\,b$ - $b\,a$ - $a\,d$ - $d\,a$ - $b\,c$ - $c\,b$ - $b\,d$ $d\,b$ - $a\,c$ - $c\,a$ - $c\,d$ - $d\,c$.

Siano $a\ b\ c\ d$ gli n elementi, le **combinazioni** in classe k se p. es. $k = 2$ saranno:

$$\binom{4}{2} = \frac{D_{4,2}}{2\,!} = \frac{4 \times 3}{2 \times 1} = 6$$

esse infatti sono: $a\,b$ - $a\,d$ - $b\,c$ - $b\,d$ - $a\,c$ - $c\,d$.

Binomio di Newton.

Lo sviluppo del binomio $(a + b)^n$ è data da:

$$a^n + \binom{n}{1} a^{n-1}\, b + \binom{n}{2} a^{n-2}\, b^2 + \ldots\ldots + \binom{n}{n-1} a\, b^{n-1} + b^n$$

Triangolo di Pascal o Tartaglia.

$n = 1$							1		1					
$n = 2$						1		2		1				
$n = 3$					1		3		3		1			
$n = 4$				1		4		6		4		1		
$n = 5$			1		5		10		10		5		1	
$n = 6$		1		6		15		20		15		6		1

Ogni coefficiente è dato dalla somma dei due adiacenti della riga superiore.

esempio $(a + b)^5 = a^5 + 5\,a^4\,b + 10\,a^3\,b^2 + 10\,a^2\,b^3 + 5\,a\,b^4 + b^5$.

Mantisse dai logaritmi decimali dei numeri interi da 11 a 1.10

N.	Mant.	N.	Mant.	N.	Mant.
100	0000	11	0414	20	3010
101	0043	12	0792	21	3222
102	0086	13	1139	22	3424
103	0128	14	1461	23	3617
104	0170	15	1761	24	3802
105	0212	16	2041	25	3979
106	0253	17	2304	26	4150
107	0294	18	2553	27	4314
108	0334	19	2788	28	4472
109	0374			29	4624
110	0414				

N.	Mant.	N.	Mant.	N.	Mant.
30	4771	40	6021	50	6990
31	4914	41	6128	51	7076
32	5051	42	6232	52	7160
33	5185	43	6335	53	7243
34	5315	44	6435	54	7324
35	5441	45	6532	55	7404
35	5563	46	6628	56	7482
37	5682	47	6721	57	7559
38	5798	48	6812	58	7634
39	5911	49	6902	59	7709

N.	Mant.	N.	Mant.	N.	Mant.	N.	Mant.
60	7782	70	8451	80	9031	90	9542
61	7853	71	8513	81	9085	91	9590
62	7924	72	8573	82	9138	92	9638
63	7993	73	8633	83	9191	93	9685
64	8062	74	8692	84	9243	94	9731
65	8129	75	8751	85	9294	95	9777
66	8195	76	8808	86	8345	96	9823
67	8261	77	8865	87	9395	97	9868
68	8325	78	8921	88	9445	98	9912
69	8388	79	8976	89	9494	99	9956

Logaritmi.

Il logaritmo del numero b è quel numero c che si deve dare come esponente alla base a (diversa a seconda del sistema logaritmico) per ottenere b.

Se $b > o$ e $a > 1$ e $log_a b = c$ si ha: $a^c = b$.

I logaritmi di base 10 (logaritmi di *Briggs* o decimali o volgari) si indicano con log_{10} o più semplicemente lg.

I logaritmi naturali (*Neperiani* od *iperbolici*) hanno per base il numero $e = 2{,}718.281.828.459...$ e si indicano con log_e o con ln.

Per i logaritmi sono valide le seguenti importanti proprietà:

$$log \cdot (a\,b) = log\,a + log\,b;\ log\,(a : b) = log\,a - log\,b;\ log\,a^n = n\ log\,a$$

$$log \sqrt[m]{b} = \frac{1}{m}\ log\,b.$$

Si ha inoltre: $log_{10} 10^{\pm n} = \pm n$; $log_{10} (b \cdot 10^n) = n + log_{10} b$: $log_{10} (a : 10^n) = -n + log_{10} a$.

Per passare **dai logaritmi decimali ai naturali** sono valide le relazioni:

$$log_{10} x = log_{10} e \cdot log_e x = 0{,}43429\ log_e x$$

$$log_e x = log_e 10\ log_{10} x = 2{,}3259\ log_{10} x$$

Proprieta' dei logaritmi decimali.

Se $a > 1$, è $log_{10} a > o$ se $a < 1$, è $log_{10} < o$

$log_{10} 0{,}001 = -3$; $log_{10} 0{,}01 = -2$: $log_{10} 0{,}1 = -1$; $log_{10} 1 = o$:

$log_{10} 10 = 1$ ecc.

La parte intera dei logaritmi decimali si dice **caratteristica**, la parte decimale: **mantissa.**

La mantissa del logaritmo di un numero minore di 1 è sempre positiva (sebbene la caratteristica sia negativa). Spostando la virgola nel numero dato, la mantissa rimane sempre la stessa. **Cologaritmo** è il contrario del logaritmo ossia: $-\ log\ b\ =\ colg\ b$.

Esempio di addizione fra logaritmi misti:

$$(\bar{5},81536) + (3,21729) + (\bar{2},93618) = \bar{3},96883.$$

Esempio di moltiplicazione fra logaritmi e numeri interi:

$$(\bar{4},81723) \times 5 = -20 + 4,08615 = \overline{16},08615.$$

TRIGONOMETRIA

$\frac{y}{r}$ si dice **seno** e si scrive: $sen\ \alpha = \frac{y}{r}$

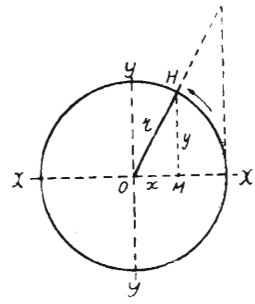
$\frac{x}{r}$ si dice **coseno** e si scrive: $cos\ \alpha = \frac{x}{r}$

$\frac{y}{x}$ si dice **tangente** e si scrive: $tg\ \alpha = \frac{y}{x}$

$\frac{r}{y}$ si dice **cosecante** e si scrive: $cosec\ \alpha = \frac{r}{y}$

$\frac{r}{x}$ si dice **secante** e si scrive: $sec\ \alpha = \frac{r}{x}$

$\frac{x}{y}$ si dice **cotangente** e si scrive: $ctg\ \alpha = \frac{x}{y}$



SEGNI DELLE FUNZIONI RISPETTO AGLI ANGOLI.

$\alpha =$	0°	90°	180°	270°	3 0°	30°	45°	60°
sen α	0	+ 1	0	— 1	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}\sqrt{2}$	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$
cos α	+ 1	0	— 1	0	+ 1	$\frac{1}{2}\sqrt{3}$	$\frac{1}{2}\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$
tg α	0	$\pm\ \infty$	0	$\pm\ \infty$	0	$\frac{1}{3}\sqrt{3}$	1	$\sqrt{3}$
ctg α	$\pm\ \infty$	0	$\pm\ \infty$	0	$\pm\ \infty$	$\sqrt{3}$	1	$\frac{1}{3}\sqrt{3}$
arc α	0	$\pi/2$	π	$3\ \pi/2$	$2\ \pi$	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/3$

Valore di	Espresso per mezzo di					
	seno	coseno	tangente	cosecante	secante	cotangente
$\operatorname{sen} a$	$\operatorname{sen} a$	$\pm\sqrt{1-\cos^2 a}$	$\pm\frac{\operatorname{tg} a}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 a}}$	$\frac{1}{\operatorname{cosec} a}$	$\pm\frac{\sqrt{\sec^2 a-1}}{\sec a}$	$\pm\frac{1}{\sqrt{1+\operatorname{ctg}^2}}$
$\cos a$	$\pm\sqrt{1-\operatorname{sen}^2 a}$	$\cos a$	$\pm\frac{1}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 a}}$	$\frac{\sqrt{\operatorname{cosec}^2 a-1}}{\operatorname{cosec} a}$	$\frac{1}{\sec a}$	$\frac{\operatorname{ctg} a}{\sqrt{1+\operatorname{ctg}^2 a}}$
$\operatorname{tg} a$	$\pm\frac{\operatorname{sen} a}{\sqrt{1-\operatorname{sen}^2 a}}$	$\pm\frac{\sqrt{1-\cos^2 a}}{\cos a}$	$\operatorname{tg} a$	$\pm\frac{1}{\sqrt{\operatorname{cosec}^2 a-1}}$	$\pm\sqrt{\sec^2 a-1}$	$\frac{1}{\operatorname{ctg} a}$
$\operatorname{cosec} a$	$\frac{1}{\operatorname{sen} a}$	$\pm\frac{1}{\sqrt{1-\cos^2 a}}$	$\pm\frac{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 a}}{\operatorname{tg} a}$	$\operatorname{cosec} a$	$\pm\frac{\sec a}{\sqrt{\sec^2 a-1}}$	$\pm\sqrt{1+\operatorname{ctg}^2 a}$
$\sec a$	$\pm\frac{1}{\sqrt{1-\operatorname{sen}^2 a}}$	$\frac{1}{\cos a}$	$\pm\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 a}$	$\pm\frac{\operatorname{cosec} a}{\sqrt{\operatorname{cosec}^2 a-1}}$	$\sec a$	$\pm\frac{\sqrt{1+\operatorname{ctg}^2 a}}{\operatorname{ctg} a}$
$\operatorname{ctg} a$	$\pm\frac{\sqrt{1-\operatorname{sen}^2 a}}{\operatorname{sen} a}$	$\pm\frac{\cos a}{\sqrt{1-\cos^2 a}}$	$\frac{1}{\operatorname{tg} a}$	$\pm\sqrt{\operatorname{cosec}^2 a-1}$	$\pm\frac{1}{\sqrt{\sec^2 a-1}}$	$\operatorname{ctg} a$

Formule di addizione, sottrazione, duplicazione e bisezione degli archi.

$$sen\ (a \pm \beta) = sen\ \alpha \cdot cos\ \beta \pm cos\ \alpha \cdot sen\ \beta$$

$$cos\ (a \pm \beta) = cos\ \alpha\ cos\ \beta \mp sen\ \alpha\ sen\ \beta$$

$$tg\ (a + \beta) = \frac{sen\ (\alpha + \beta)}{cos\ (\alpha + \beta)} = \frac{tg\ \alpha + tg\ \beta}{1 + tg\ \alpha\ tg\ \beta}$$

$$sen\ 2\ \alpha = 2\ sen\ \alpha\ cos\ \alpha;\ cos\ 2\ \alpha = cos^2\ \alpha - sen^2\ \alpha;\ tg\ 2\ \alpha = \frac{2\ tg\ \alpha}{1 - tg^2\ \alpha}$$

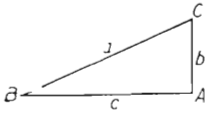
$$sen\ \frac{\alpha}{2} = \pm\sqrt{\frac{1 - cos\ \alpha}{2}};\quad cos\ \frac{\alpha}{2} = \pm\sqrt{\frac{1 - cos\ \alpha}{2}};$$

$$tg\ \frac{\alpha}{2} = \pm\sqrt{\frac{1 - cos\ \alpha}{1 + cos\ \alpha}}$$

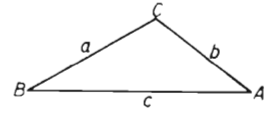
Gli archi si misurano in **radianti**, ogni radiante $= 57^\circ\, 17'\, 44''$ ossia quivale a $360/\pi$.

Relazioni fra gli elementi di un triangolo

Triangolo rettangolo



Triangolo qualunque



$\frac{b}{a} = sen\, B = cos\, C$	$b = a\, sen\, B = a \cos C$
$\frac{c}{a} = sen\, C = cos\, B$	$c = a\, sen\, C = a \cos B$
$\frac{b}{c} = tg\, B = ctg\, C$	$b = c \cdot tg\, B = c\, ctg\, C$
$\frac{c}{b} = tg\, C = ctg\, B$	$c = b \cdot tg\, C = b\, ctg\, B$

$$\frac{a}{sen\, A} = \frac{b}{sen\, B} = \frac{c}{sen\, C}$$

$$a = b \cos C + c \cos B$$

$$b = c \cos A + a \cos C$$

$$c = a \cos B + b \cos A$$

Formule di Carnot per un triangolo qualsiasi.

$$a^2 = b^2 + c^2 - 2\, b\, c\, \cos A \qquad b^2 = a^2 + c^2 - 2\, a\, c\, \cos B$$

$$c^2 = a^2 + b^2 - 2\, a\, b\, \cos C$$

area di un triangolo $\quad S = \frac{1}{2}\, a\, b\, sen\, C$

NUMERI COMPLESSI

Perchè un numero razionale possa ammettere una radice quadrata è necessario che esso possa essere il quadrato di un altro numero reale (per definizione). Ossia: se $A = b^2$, il numero A ammetterà quale radice il numero b. il numero b potrà essere positivo o negativo perchè è noto che il quadrato di un numero positivo ha lo stesso segno del quadrato di un numero negativo ossia il segno $+$. (Ricordiamo al proposito la regola dei segni per cui $+ \times + = +$ e $- \times - = +$).

Ma se A è negativo è chiaro che esso non potrà mai essere il quadrato di alcun altro numero reale.

La radice di un numero negativo non è dunque un numero reale, essa è un **numero immaginario.** Esempio:

$$\sqrt{-A} = \sqrt{-1 \cdot A} = \sqrt{-1} \cdot \sqrt{A}$$

se $b = \sqrt{A}$ avremo anche: $\sqrt{-A} = \sqrt{-1} \cdot b$.

$(\sqrt{-1} \cdot b)$ costituisce un **numero immaginario.**

$\sqrt{-1}$ è detta **unità immaginaria** e si esprime con la lettera J o semplicemente con i; b prende il nome di **coefficiente della unità immaginaria.**

Se ad un numero immaginario si aggrega un numero reale, esempio:

$$z = \bar{n} + J\,b$$

si ottiene un **numero complesso.**

Regole

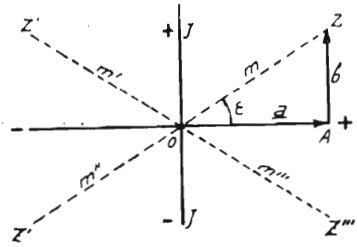
1) Un numero complesso è nullo quando sono nulli separatamente la parte reale ed il coefficiente della parte immaginaria.
2) Due numeri complessi sono uguali quando sono separatamente uguali fra loro le parti reali e le parti immaginarie.
3) La somma di due numeri complessi è un nuovo numero complesso avente per parte reale la somma delle parti reali e per coefficiente dell'immaginario la somma dei coefficienti delle parti immaginarie.
4) Se due numeri complessi differiscono solo per il segno del coefficiente della parte immaginaria, essi si dicono **coniugati.**
   Se essi differiscono anche nel segno della parte reale si dicono **opposti.**
5) La differenza fra due numeri complessi si ottiene sommando al primo l'opposto del secondo.

Rappresentazione grafica dei numeri complessi.

Dato un numero complesso $a + J\,b$, si chiama **indice** di esso quel punto avente per ascissa il numero reale a e per ordinata il numero b,

Nel caso della figura, z è l'indice di $a + J\,b$, questi a sua volta si dice **affisso** di z.

Il segmento m prende il nome di **modulo** e l'angolo ε quello di **anomalia** o **argomento.** Dalla figura si apprende che, se il numero complesso



$\overline{m}$ corrisponde ad $a + J\,b$, la lunghezza del segmento che vi corrisponde e ne misura il **valore assoluto** $|\,m\,|$ è dato, per il teorema di Pitagora:

$$|\,m\,| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

Il valore assoluto di m si indica con $|m|$. Dalla figura si rileva anche che z, z', z'' e z''', corrispondenti rispettivamente ai numeri complessi $+a + J\,b$; $-a + J\,b$; $-a - J\,b$; $+a - J\,b$ hanno per moduli rispettivamente $\overline{m}$, $\overline{m'}$, $\overline{m''}$ e $\overline{m'''}$, la cui lunghezza ossia il **valore assoluto** è per tutti dato da: $\sqrt{a^2 + b^2}$ ed è pertanto indipendente dai segni del numero complesso.

Altre operazioni.

6) Il prodotto di due numeri complessi si ottiene col metodo della moltiplicazione dei binomi tenendo presente che:

$$J^2 = (\sqrt{-1})^2 = -1;\ J^3 = J^2 \cdot J = -1; \quad J^4 = J^2 \cdot J^2 = +1;$$
$$J^5 = +1 \cdot J = J.$$

Graficamente il prodotto di due numeri complessi è un numero complesso avente per modulo il prodotto dei moduli e per argomento la somma degli argomenti.

7) L'inverso del numero complesso: $a + bJ$ è: $\dfrac{1}{a + b\,J}$

8) Il quoziente di due numeri complessi è dato dal prodotto del primo per l'inverso del secondo.

Graficamente, il quoziente di due numeri complessi è un numero avente per modulo il quoziente dei moduli e per argomento la differenza degli argomenti.

9) La potenza ennesima di un numero complesso è un numero complesso avente per modulo l'ennesima potenza del modulo e per argomento n volte l'argomento.

10) La radice ennesima di un numero complesso è un numero complesso avente per modulo la radice ennesima del modulo e per argomento l'ennesima parte dell'argomento.

Razionalizzazione dei denominatori.

Quando si ha una espressione del tipo:

$$\overline{m} = \frac{1}{a + Jb}$$

si può razionalizzare il denominatore moltiplicando entrambi i termini per $a - Jb$ si ottiene allora:

$$\overline{m} = \frac{a - Jb}{a^2 + b^2}$$

ELEMENTI DI ELETTROTECNICA

SIGNIFICATO DI ALCUNI SIMBOLI E TERMINI

SIMBOLI DI TENSIONI — Come è noto, le tensioni possono distinguersi in differenze di potenziali (*d.d.p.*); in forze elettromotrici (*f.e.m.*); in caduta di potenziale (*c. d. p.*), a seconda che siano riferite a generatori o a relazioni fra i punti di un circuito.

Nella esposizione che segue, viene usata la lettera E per simboleggiare e *f. e. m.* e la lettera V negli altri casi. Si tenga dunque presente che tanto la lettera E **quanto la** V **stanno ad indicare delle tensioni** in genere ed il loro valore è misurato con le stesse unità.

RESISTENZA (R) — E' l'ostacolo offerto al passaggio della corrente continua.

REATTANZA (X) — E' l'ostacolo offerto da una induttanza (reattanza induttiva) o da una capacità (reattanza capacitiva) alla corrente alternata.

IMPEDENZA (Z) — E' l'ostacolo offerto da un circuito, comprendente resistenza e reattanza, alla corrente alternata.

CONDUTTANZA (G) — E' l'inverso della resistenza: $G = \frac{1}{R}$

SUSCETTANZA (B) — E' l'inverso della reattanza: $B = \frac{1}{X}$

AMMETTENZA (Y) — E' l'inverso della impedenza: $Y = \frac{1}{Z}$

IL SIMBOLO μ — E' qui usato per esprimere la permeabilità magnetica ed il coefficiente di amplificazione delle valvole termoioniche. Per quest'ultimo non si è usata la lettera k perchè già serviva per esprimere il coefficiente di accoppiamento fra circuiti e per altre indicazioni.

VALORE ASSOLUTO — E' il valore di una grandezza indipendentemente dal segno o dalla direzione.

Così ad esempio, $+A$ e $-A$ hanno entrambi il valore assoluto di $|A|$. Il valore assoluto si indica facendo precedere e seguire il numero o il simbolo da una sbarretta verticale.

UNITA' DI MISURA IMPIEGATE

Come è noto, esistono tre sistemi di unità elettriche e magnetiche, essi sono: il sistema delle unità pratiche, il sistema CGS ed il sistema Giorgi.

Il primo sistema è stato sostituito dal secondo, tuttavia esso ricorre ancora molto spesso nella letteratura elettrotecnica e radiotecnica.

Il sistema CGS si compone a sua volta del sistema delle unità elettrostatiche (u e s) e del sistema delle unità elettromagnetiche (u e m). Infine il sistema Giorgi, creato per semplificare le espressioni elettrotecniche, sostituisce i due sistemi precedenti.

La coesistenza dei tre sistemi complica molto la comprensione delle formole perchè implica l'uso continuo di coefficienti che non è sempre agevole ricordare.

Dato il carattere eminentemente pratico di questo lavoro, le unità che in esso vengono impiegate sono quelle che più comunemente si riscontrano nella pratica quotidiana.

Alla pag. seguente è data una tabella riassuntiva delle relazioni fra unità elettriche pratiche ed unità del sistema CGS nonchè fra le unità elettrostatiche ed elettromagnetiche di quest'ultimo sistema.

NOTE SUL SISTEMA GIORGI.

Il sistema Giorgi impiega come unità fondamentali quelle del sistema

pratico conservando il loro significato originale. Così, per le unità fisiche generali si ha:

metro
secondo
joule
watt

RELAZIONE FRA UNITÀ ELETTRICHE PRATICHE ED UNITÀ CGS

Grandezza	Unità elettromagn. CGS	Unità elettrostatica CGS	Unità pratica
Intensità di corr.	1 u.e.m. $= 3 \cdot 10^{10}$ u.e.s. 1 u.e.m. $=$ 10 ampere	1 u.e.s. $= \frac{1}{3 \cdot 10^{10}}$ u.e.m. 1 u.e.s. $= \frac{1}{3 \cdot 10^{9}}$ ampere	1 ampere $= \frac{1}{10}$ u.e.m. 1 ampere $= 3 \cdot 10^{9}$ u.e.s.
Quantità di elettr.	1 u.e.m. $= 3 \cdot 10^{10}$ u.e.s. 1 u.e.m. $=$ 10 coulomb	1 u.e.s. $= \frac{1}{3 \cdot 10^{10}}$ u.e.m. 1 u.e.s. $= \frac{1}{3 \cdot 10^{9}}$ coulomb	1 coulomb $= \frac{1}{10}$ u.e.m. 1 coulomb $= 3 \cdot 10^{9}$ u.e.s.
Potenziale . . .	1 u.e.m. $= \frac{1}{3 \cdot 10^{10}}$ u.e.s. 1 u.e.m. $= \frac{1}{10^{8}}$ volt	1 u.e.s. $= 3 \cdot 10^{10}$ u.e.m. 1 u.e.s. $=$ 300 volt	1 volt $= 10^{8}$ u.e.m. 1 volt $= \frac{1}{300}$ u.e.s.
Lavoro elettrico .	1 erg $= \frac{1}{10^{7}}$ joule	1 erg $= \frac{1}{10^{7}}$ joule	1 joule $= 10^{7}$ erg
Potenza elettrica	1 erg/sec $= \frac{1}{10^{7}}$ watt	1 erg/sec $= \frac{1}{10^{7}}$ watt	1 watt $= 10^{7}$ erg/sec
Capacità	1 u.e.m. $= 9 \cdot 10^{20}$ u.e.s. 1 u.e.m. $= 10^{9}$ farad	1 u.e.s. $= \frac{1}{9 \cdot 10^{20}}$ u.e.m. 1 u.e.s. $= \frac{1}{9 \cdot 10^{11}}$ farad	1 farad $= \frac{1}{10^{9}}$ u.e.m. 1 farad $= 9 \cdot 10^{11}$ u.e.s.
Resistenza . . .	1 u.e.m. $= \frac{1}{9 \cdot 10^{20}}$ u.e.s. 1 u.e.m. $= \frac{1}{10^{9}}$ ohm	1 u.e.s. $= 9 \cdot 10^{20}$ u.e.m. 1 u.e.s. $= 9 \cdot 10^{11}$ ohm	1 ohm $= 10^{9}$ u.e.m. 1 ohm $= \frac{1}{9 \cdot 10^{11}}$ u.e.s.

Anche per le unità elettriche il sistema Giorgi si serve delle unità pratiche, si ha così:

Resistenza (R): *ohm* (*).
Intensità (A): *ampere*.
F. e. m. (V): *volt*
Capacità (F): *farad* o « *ampere-secondo/volt* ».
Induttanza (H): *henry* o « *volt-secondo/ampere* ».
Quantità di elettricità (C): *coulomb* o « *ampere-secondo* ».

Si hanno inoltre le seguenti unità elettriche

($U = V \cdot t$) Impulso di tensione (V *sec*): *volt-secondo*.
($C = I\,t$) Impulso di corrente (A *sec*): *ampere-secondo*.
Intensità del campo elettrico (E): *volt/metri* (multiplo: 1 V/cm = = 100 V/m).

(Q/S) Densità di spostamento elettrico (D): $A\ sec/m^2$.
Densità di corrente elettrica (S): A/m^2.

.....e le seguenti unità magnetiche

($H = ni/l$) Intensità del campo magnetico (H): *amperspire/metri* (Asp/m).
È molto usato il multiplo: Asp/cm per le misure d'intensità di campo H.

$$1\ Asp/cm = 100\ Asp/m$$

L'unità elettromagnetica CGS ossia l'**oersted** = 0,796 Asp/cm.
($B = H\mu$) Induzione magnetica (B): *weber*/m^2 (Wb/m^2).
Per la misura dell'induzione B.
l'unità elettromagnetica CGS è il **gauss** = 10^{-4} Wb/m^2 ossia 1*weber*/m^2 = 10.000 *gauss* (cioè 10.000 linee per cm²).

($\Phi = U/spire$) Flusso magnetico (Φ): *weber* (Wb).
Per la misura del flusso Φ l'unità elettromagnetica CGS è il **maxwell** = 10^{-5} *weber* ossia:
1 *weber* = 100.000 *maxwell* (*cioè* 10^5 *linee di flusso*).
($f.\ m.\ m. = A/spire$) Forza magneto-motrice: *amperspira* (Asp).

---

*) Il reciproco della resistenza ossia la conduttanza ($G = \frac{1}{R}$) nel sistema delle unità pratiche si misura in *Mho*, nel sistema Giorgi ha come unità il SIEMENS. La differenza è solo nel nome.

Si hanno infine le costanti:

nel vuoto
- Costante dielettrica assoluta (permettività del vuoto): $\varepsilon_0 = 8{,}859 \cdot 10^{-12}$ *A sec/V m*
- Costante di induz. magnetica (permeabilità del vuoto $\mu_0 = 1{,}25598 \cdot 10^{-6}$ *Vsec/amp m*.

I valori di cost. dielettrica ε e di permeabilità μ indicati per le varie sostanze nelle tabelle si intendono relativi al vuoto.

Nel sistema Giorgi la permeabilità (o permeanza specifica) μ si misura in **henry per metro** e la permettività (costante dielettrica) ε si misura in **farad per metro.**

Fra le unità elettriche fondamentali « internazionali » e quelle del sistema Giorgi vi sono differenze che praticamente possono venire trascurate:

1 ampere « internaz. » $\simeq$ 1,00016 ampere «Giorgi »

1 volt « internaz. » $\simeq$ 1,00016 volt « Giorgi »

1 watt « internaz. » $\simeq$ 1,00032 watt « Giorgi ».

L'impiego del sistema Giorgi ha consentito la semplificazione di alcune espressioni del sistema « classico » o CGS che nella nuova forma sono dette « razionalizzate ». In particolare è da rilevare che l'impiego della costante dielettrica assoluta semplifica le formole della capacità; si ha così:

$C = \varepsilon \dfrac{S}{d}$; in cui C è in μF; d è la distanza in m; ed ε è il prodotto della costante dielettrica relativa per quella del vuoto ossia ε_0 (= 8,859 *picofarad/metro*).

Analogamente avviene con l'impiego della permeabilità assoluta per l'induttanza

$L = \mu N^2 \dfrac{S}{l}$; in cui N è il numero di spire; l è il percorso magnetico in m; S è la sezione in m^2 e μ è il prodotto della permeabilità relativa per quella del vuoto ossia μ_0 ($\simeq$ 1,256 in μH/m).

Quest'ultima formola ha però solo un valore teorico.

Alfabeto greco e suo uso in elettrotecnica.

Minuscole	Maiuscole	Denominazione	Uso più comune in elettrotecnica
α	A	alpha	coefficiente di temperat.: angoli
β	B	beta	angoli
γ	Γ	gamma	angoli
δ	Δ	delta	deriv. ÷ diff.; angolo di perdita
ε	E	epsilon	potere induttore specifico
ζ	Z	zeta	
η	H	eta	rendimento
ϑ	Θ	theta	
ι	I	iota	
κ	K	kappa	
λ	Λ	lambda	lunghezza d'onda
μ	M	my	permeabilità
ν	N	ny	
ξ	Ξ	csi (xi)	
ο	O	omicrom	
π	Π	pi	3,1416...
ρ	P	ro	resistività
σ, ς	Σ	sigma	tempuscolo
τ	T	tau	
υ	Υ	ypsilon	
φ	Φ	phi	flusso di forza: angolo di fase
χ	X	chi	
ψ	Ψ	psi	
ω	Ω	omega	pulsazione (2πf); simbolo di ohm

LEGGE DI OHM

In un circuito chiuso la forza elettromotrice è proporzionale al prodotto della intensità della corrente per la resistenza totale:

$$E = k \cdot I R.$$

dove k è un coefficiente dipendente dalle unità scelte per la misura. Se si esprimono E in volt; I in ampere e R in ohm, si ha:

$$\mathbf{E = I \cdot R} \quad \text{da cui} \quad \mathbf{R = \frac{E}{I}} \quad \text{e} \quad \mathbf{I = \frac{E}{R}}$$

Forza elettromotrice (*f.e.m.*), differenza il potenziale (*d.d.p.*), caduta di tensione, tensione, sono entità che vengono misurate con una stessa unità. Tuttavia, si parla di **f.e.m.** quando si tratta di generatori e si usa la lettera **E**; si parla di **d.d.p.** quando si tratta di misure differenziali in diversi punti di un circuito e si usa la lettera **V**; si parla di **caduta** quando ci si riferisce alla d.d.p. formantesi ai capi di una resistenza percorsa da corrente; infine, **tensione** è un termine generico che ha un significato concreto solo in elettrostatica e che viene usato impropriamente in elettrotecnica.

RESISTENZA DEI CONDUTTORI IN FUNZIONE DELLA SEZIONE DELLA RESISTENZA SPECIFICA E DELLA LUNGHEZZA

$$\mathbf{R = \frac{\rho\, l}{S}} \quad \text{da cui} \quad \mathbf{S = \frac{\rho\, l}{R}} \quad \rho = \frac{\mathbf{R\,S}}{l} \quad l = \frac{\mathbf{R\,S}}{\rho}$$

In cui ρ è la **resistenza specifica o resistività** del conduttore considerato espressa in ohm per metro e mm^2; l **è la lunghezza** in metri del conduttore; S **è la sezione** del conduttore in mm^2 e R **la resistenza** complessiva in ohm.

L'inverso della resistenza $\left(\text{ossia } \frac{1}{R}\right)$ prende il nome di **conduttanza**

e si misura in **siemens** od in **mho** a seconda che il sistema di unità usato sia il « Giorgi » o quello « pratico » e si simboleggia con la lettera *G*.

RESISTIVITÀ (ρ in Ω mm²/m) E COEFFICIENTE DI TEMPERATURA α DI ALCUNI MATERIALI A 20° CIRCA.

Materiale	Resistività ρ	$\alpha = 10^{-3}$x	Materiale	Resistività ρ	$\alpha = 10^{-3}$x
Acciaio	01—0.25	4.5—5	Grafite	4—20	
Alluminio crudo	0.0282—0.0287	4	Manganina	0.12—0.45	0.01
Alluminio ricotto	0.0276—0.0282	4	Mercurio	0.958	0.89
Anticorodal	0.037	3.6	Molibdeno	0.057	3.3
Antimonio	0.042	3.6	Monel	0.42	2
Argentana	0.35—0.41	0.07	Nichel puro	0.0724	6
Argento 99.98 %	0.0164	3.8	Nichel comune	0.078—0.11	4—6
Bismuto	1.2	4	Nichelina	0.33—0.44	0.2—0.3
Bronzo fosforoso	0.05—0.1	3.9	Nichel cromo	0.9—1.04	0.11—0.19
Carbone coke	38—40	—	Oro	0.023—0.024	3.4—3.8
Carbone di storta	20—100	—	Ottone	0.06—0.08	1—2
Costantana	0.49—0.51	~0	Piombo	0.21—0.22	3.9—4
Ferro puro	0.0978	6	Platino	0.10	3.6
Ferro al silicio	0.27—0.67	—	Rame elettr. crudo	0.0176—0.0179	3.9
Ferro nichel	0.85—0.92	0.4—1	Rame elettr. ricotto	0.0173—0.0176	3.9
Ghisa	0.6—1.6	—	Silicio	0.58	
			Tantalio	0.15	3.1
			Terreno	10^7—10^9	
			Tungsteno	0.055	4.5
			Zinco	0.060	3.7

Moltiplicando i valori di ρ della tabella per :	10^3	10^2	1	10^{-2}	10^{-3}	10^{-6}	10^{-10}	10^{-12}
Si ottengono valori di ρ *espressi in:*	Ωmm²/km	$\mu\Omega$cm²/cm	$\mu\Omega$ m²/m	Ωmm²/cm	Ωcm²/cm	Ωm²/m	MΩcm²/cm	MΩm²/m

Diametro del filo nudo mm	Sezione mm²	Resistenza per metro: Rame ohm	Manganina Nichelina ohm	Costantana Resistina ohm	Nichel cromo ohm	Peso per metro: Rame Costan. Rheotan grammi	Mangan. Resisti. Cromo grammi	N. spire per cm: Smalto	2 seta	2 cotone	m per grammo
0.05	0.00196	8.95	215	250	460	0.018	0.017	147	82	60	51
0.08	0.00503	3.50	84	98	114	0.045	0.042	98	51	40	20.5
0.1	0.00785	2.22	53.2	62	108	0.070	0.065	81	45	35	13
0.11	0.00950	1.84	44.2	51.5	94.8	0.085	0.079	72	42	33	11.1
0.12	0.01131	1.55	37.2	43.3	79.5	0.101	0.094	67	40	31	9.4
0.13	0.01327	1.32	31.6	36.8	67.7	0.118	0.110	62	38.5	30	8.1
0.14	0.01539	1.14	27.3	31.8	58.8	0.137	0.138	59	37	29	7
0.15	0.01767	0.99	23.7	27.7	50.8	0.157	0.147	55	35.5	28	6
0.16	0.02011	0.87	20.9	24.4	44.7	0.179	0.166	52	34	27	5.3
0.17	0.02270	0.772	18.5	21.6	39.6	0.202	0.188	50	32.5	26	4.6
0.18	0.02545	0.685	16.5	19.2	35.4	0.226	0.212	47	31	25	4.2
0.19	0.02835	0.617	14.9	17.2	31.7	0.236	0.236	45	30	24	3.8
0.20	0.03142	0.557	13.4	15.6	28.7	0.280	0.261	43	29	23.5	3.4
0.22	0.03801	0.460	11.0	12.9	23.7	0.352	0.317	39	27.5	22	2.8
0.25	0.04909	0.357	8.55	10.0	18.3	0.437	0.407	35	25	20	2.2
0.30	0.07069	0.248	5.95	6.95	12.7	0.629	0.585	29	22.5	18.5	1.5
0.35	0.09621	0.182	4.37	5.15	9.55	0.856	0.80	25.4	20	17	1.1
0.40	0.1257	0.139	3.33	3.89	7.15	1.120	1.045	22.5	18	15.5	0.86
0.45	0.1590	0.110	2.64	3.08	5.66	1.417	1.32	20	16.5	14	0.68
0.50	0.1964	0.0895	2.15	2.50	4.59	1.750	1.63	18.1	15	13	0.56
0.60	0.2827	0.0618	1.48	1.73	3.18	2.520	2.35	15.2	13	11.5	0.38
0.70	0.3848	0.0455	1.09	1.27	2.34	3.340	3.20	13.2	11	10	0.28
0.80	0.5027	0.0348	0.835	0.975	1.79	4.470	4.18	11.5	10	9.5	0.217
0.90	0.6362	0.0275	0.660	0.077	1.61	5.660	5.30	10.3	8.9	8.7	0.172
1.00	0.7854	0.0223	0.535	0.625	1.15	7.000	6.60	9.3	7.9	7.8	0.140
1.20	1.1310	0.0155	0.372	0.443	0.795	10.070	10.25	7.7	6.7	6.6	0.096
1.50	1.7671	0.00992	0.238	0.277	0.510	15.750	14.65	6.2	5.5	5.4	0.062
2.00	3.1416	0.00557	0.134	0.156	0.287	27.960	26.40	4.7	4.1	4	0.035

RESISTENZA E TEMPERATURA

La resistenza dei conduttori varia con la temperatura. Si chiama **coefficiente di temperatura** α l'aumento di resistenza per un ohm del materiale in esame e per grado di temperatura. Se dunque R_0 è la resistenza di un conduttore alla temperatura t_0 la resistenza R_t da esso offerta alla temperatura t_1 risulta definita da:

$$\mathbf{R_t = R_o\ [1 + (t_1 - t_o)\ \alpha]}$$

da cui, chiamando Δt la differenza $t_1 - t_0$:

$$\Delta t = \frac{R_t - R_o}{\alpha\ R_o} \qquad \text{ed} \qquad \alpha = \frac{R_t - R_o}{\Delta t \cdot R_o}$$

Il coefficiente di temperatura è positivo per i metalli puri e costante per temperature non eccessivamente discoste dall'ordinaria. Per talune leghe esso è negativo.

Resistenze in parallelo.

Se si dispongono **in parallelo** più resistenze: r_1, r_2, r_3, r_4 ecc., la resistenza totale R del parallelo è espressa da:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_4} + \frac{1}{\ldots}}$$

La conduttanza totale è data da $G = g_1 + g_2 + g_3 + g_4 \ldots$

Per calcoli speditivi, nel caso di due resistenze in parallelo si usa la formola:

$$\mathbf{R} = \frac{r_1\, r_2}{r_1 + r_2} \qquad \text{derivata da} \qquad R = \frac{1}{\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}}$$

Noto che sia il valore della resistenza complessiva R e di una delle due componenti, il valore dell'altra componente è:

$$r_1 = \frac{R\, r_2}{r_2 - R} \qquad \text{oppure} \qquad r_2 = \frac{R\, r_1}{r_1 - R}$$

L'abaco vedi N° 1 a pag. 317 fornisce i valori di R nel caso del parallelo di due resistenze.

Resistenze in serie

Se si dispongono **in serie** più resistenze: r_1, r_2, r_3, r_4 ecc. la resistenza totale R della serie è:

$$\mathbf{R} = r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + \ldots$$

Se trattasi di n resistenze uguali: $R = r \cdot n$.

Condensatori in serie.

Se si dispongono **in serie** più condensatori c_1, c_2, c_3, c_4 ecc. la capacità totale è espressa da:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3} + \frac{1}{c_4} + \frac{1}{c....}}$$

nel caso di due condensatori:

$$C = \frac{c_1 \; c_2}{c_1 + c_2}$$

Noto che sia il valore della capacità complessiva C e di una delle componenti, il valore dell'altra componente è dato da:

$$C_1 = \frac{C \; c_2}{c_2 - C} \qquad \text{oppure} \qquad C_2 = \frac{C \; c_1}{c_1 - C}$$

L'abaco in appendice fornisce i valori di c per il parallelo di due condensatori.

Condensatori in parallelo.

Se si dispongono in **parallelo** più condensatori c_1, c_2, c_3, c_4 ecc., la capacità totale del parallelo sarà:

$$C = c_1 + c_2 + c_3 + c_4 + c...$$

Metodo grafico per il calcolo di paralleli di resistenze e di serie di condensatori

Caso di due condensatori o resistenze.

Tracciare in due punti qualsiasi di una retta orizzontale due perpendicolari a questa aventi lunghezze in mm o in cm equivalenti ai valori rispettivi delle capacità o delle resistenze. Si uniscano poi con due oblique gli estremi opposti di tali segmenti. L'altezza del punto di incrocio dalla base misura una lunghezza in mm o in cm equivalente al valore della R o della C risultante (fig. 1).

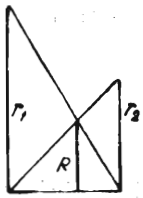


Fig. 1

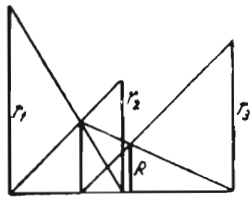


Fig. 2

Caso di piu' condensatori o resistenze.

Si proceda nel modo indicato per due elementi, indi il risultato ottenuto lo si componga, sempre con lo stesso sistema, con il terzo elemento; indi il terzo risultato con il quarto elemento ecc. (fig. 2).

POTENZA - Legge di Joule

Unità della potenza elettrica è il **watt**, equivale al prodotto di 1 volt per 1 ampere.

La potenza presente in un circuito (a corrente continua) sottoposto ad una d.d.p. V ed al passaggio di una corrente I è:

$$\mathbf{W = V \cdot I}$$

da cui, essendo $V = R \cdot I$ derivano:

$$\mathbf{W = R \cdot I^2} \qquad \mathbf{W = \frac{V^2}{R}}$$

da cui:

$$I = \frac{W}{V}; \quad I = \sqrt{\frac{W}{R}}; \quad V = \frac{W}{I}; \quad R = \frac{V^2}{W}; \quad V = \sqrt{W \cdot R}$$

Dove W è la potenza in watt; V è la d.d.p. in volt; R è la resistenza in ohm; I è la corrente in ampere.

MAGNETISMO

Legge di Coulomb sulle azioni magnetiche

$$F = \pm \frac{m\ m'}{d^2}\ k$$

dove m e m' sono le due masse magnetiche poste in presenza; d è la distanza che le separa; k è un coefficiente di proporzionalità.

Se m e m' sono espresse in unità CGS e d è espresso in cm; F risulta in dyne.

L'unità CGS di massa magnetica è definita: « quella massa magnetica che posta nell'aria a distanza di 1 cm da una uguale la respinge con la forza di 1 dyne » (1 dyne $= \frac{1}{981}$ di grammo).

L'inverso di k ossia $\frac{1}{k}$ definisce la **permeabilità** del mezzo $\frac{1}{k} = \mu$.

Per l'aria e nel vuoto il valore relativo di permeabilità è $\mu = 1$. (Quanto al suo valore assoluto, vedere pag. 41).

La permeabilità μ misura anche il rapporto fra l'intensità del flusso di induzione magnetica B (riferita a materiali ferromagnetici e paramagnetici) e la forza magnetizzante H ossia:

$$\mu = \frac{\mathbf{B}}{\mathrm{H}} \text{ da cui:}$$

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{B}}{\mu} \qquad \mathbf{B} = \mathbf{H}\,\mu$$

Il flusso totale Φ dovuto ad un flusso di induzione B attraversante una superficie S è dato da:

$$\Phi = \mathbf{B}\,\mathbf{S}$$

Il flusso (ossia il numero complessivo di linee componenti il campo) si misura in **maxwell** nel sistema CGS. Vedere nota a pag. 40.

Si dice che il mezzo ha raggiunto la **saturazione** quando aumentando H ulteriormente non si ottiene alcun aumento di B.

La **ritentività** di un materiale è misurata dal valore residuo di B quando H scende dal valore di saturazione a zero.

La **forza coercitiva** è invece misurata dal valore $-H$ necessario per portare a zero il predetto valore residuo di B.

Forza esercitata da un campo magnetico su di un polo

La forza che si esercita su di un polo di massa m posto in un campo di intensità H è data da:

$$F = m\,H$$

Forza portante di una calamita.

$$F = S \frac{B^2}{5000^2} \text{ in kg}$$

La forza portante in gr per cm² di sezione è data da: $f = 4B^2 \cdot 10^5$ dove S è la sezione normale in cm² B è il flusso in gauss.

Se B è espresso in weber/m² si veda la nota a pag. 40.

Azioni elettromagnetiche.

Campo magnetico dovuto ad un conduttore rettilineo (Legge *Biot-Savard*).

$$H = \frac{i}{d} A$$

dove se l'intensità di corrente i si esprime in unità **elettromagnetiche CGS** e d si esprime in cm, e l'intensità del campo si misura in **oersted** (unità CGS di campo magnetico), il coefficiente di proporzionalità A assume il valore di 2. Se i è espresso in ampere, il risultato va diviso per 10.

Campo in una spira.

$$H = \frac{2 \pi i}{r}$$

dove i è espresso in unità elettromagnetiche CGS di intensità, H in **oersted** e r in cm. Se i è espresso in ampere, il risultato va diviso per 10.

Campo in avvolgimenti con nucleo di ferro.

$$B = \frac{4 \pi N i \mu}{10 l} \text{ ossia, essendo il flusso totale } \Phi = B \times S$$

$$\Phi = 1.25 \, N \, i \, \frac{S \mu}{l}$$

dove N è il numero delle spire; μ la permeabilità; l la lunghezza del nucleo di ferro in cm (nucleo a circuito magnetico chiuso); S la sezione del nucleo in cm²; i è l'intensità di corrente in ampere.

1,25 N i è detta **forza magneto motrice** (f.m.m.) e la sua unità nel sistema CGS è il *gilbert*.

$\frac{S\mu}{l}$ è detta **suscettività** del nucleo o **permeanza.**

L'inverso di $\frac{S\mu}{l}$ è $\frac{l}{S\mu}$ ed è detto **riluttanza** del circuito magnetico.

Nelle macchine elettriche si ha sempre un circuito magnetico semichiuso, esso cioè sarebbe chiuso se non vi fosse un traferro (voluto o naturale).

In tale caso le due riluttanze, quella del nucleo e quella del tratto di traferro sono in serie fra loro per cui la riluttanza complessiva è:

$$R = \frac{l_1}{S\mu} + \frac{l_2}{S} = \frac{l_1 + \mu l_2}{S\mu}$$

dove l_1 = lunghezza del nucleo in cm; l_2 = spessore del traferro in cm; S = sezione del nucleo ossia del traferro in cm^2; μ = permeabilità del ferro del nucleo; R = riluttanza complessiva del nucleo.

Forza ponderomotrice fra due correnti rettilinee parallele

$$f = \mu_o \frac{i_1 \, i_2 \, l}{2 \, \pi \, d}$$

in cui: $\mu_o = 1{,}25598 \cdot 10^{-6}$; i_1 e i_2 sono le intensità delle correnti che percorrono rispett. i due conduttori espresse in ampere; d è la distanza che separa gli assi dei conduttori espressa in metri; l è la lunghezza del tratto comune ai due conduttori lungo il quale si svolgono le azioni mutue; f è la forza espressa in *macrodine* (*).

Forza di spostamento di una corrente in un campo magnetico

$$f = \mu_o H i l$$

in cui: μ_o come sopra; i come sopra; f è la forza espressa in macrodine (*); l è la lunghezza del percorso della corrente nel campo magnetico espressa in metri; H è l'intensità del campo magnetico in *amperspire/metri*.

(*) 1 macrodina = 10^5 dine = 0,102 kg-peso.

INDUZIONE ELETTROMAGNETICA

Legge di Lenz. — Il verso in cui circola una corrente generata per induzione in un circuito è sempre tale da opporsi alla variazione di campo magnetico che produce la corrente indotta.

Legge di Neumann. — La f.e.m. che si genera per induzione è proporzionale alla variazione di flusso che la genera ed inversamente al tempo durante il quale è avvenuta tale variazione:

$$e = \frac{\varphi}{t}$$

Se φ si esprime in **maxwell** e t si esprime in *sec*; e si ottiene in unità elettromagnetiche di potenziale.

φ è il valore della variazione di flusso e t è il tempo durante il quale la variazione si è prodotta; e è la forza elettromotrice media indotta nel tempo t. Il valore di e in volt è dato da:

$$e\ (volt) = \frac{\varphi}{t}\ 10^{-8}$$

ossia è dato dall'espressione precedente divisa per 10^8.

Autoinduzione

(Coeff. d'autoinduzione o induttanza).

Il flusso Φ (in *maxwell*) prodotto da un conduttore percorso da una corrente di intensità i (u.e.m. CGS) è espressa da:

$$\Phi = L\,i$$

dove L è un coefficiente dipendente dalle caratteristiche geometriche, del conduttore, dalla permeabilità del mezzo in cui esso si trova ecc., che qui risulta in u.e.m. CGS. Il coefficiente L è detto «**coeff. d'autoinduzione**» o «**induttanza**», la sua unità pratica è l'**henry** che è uguale a 10^{-9} unità e.m. CGS.

Se in un conduttore circola una corrente la cui intensità ha variato da i_1 a i_2 in un tempo t, si sarà contemporaneamente prodotta una variazione di campo magnetico pari a $\varphi = L\,|\,i_1 - i_2\,|$, questa sarà allora in

grado di produrre ai capi del conduttore stesso (legge di Neumann) una f.e.m. media:

$$e = \frac{\varphi}{t} \qquad \text{ossia} \qquad e = \frac{L \mid i_1 - i_2 \mid}{t}$$

Tale f.e.m. è detta « **f.e.m. d'autoinduzione** ».

Se $\mid i_1 - i_2 \mid$ è espressa in ampere; t è espresso in sec., e L è espressa in henry, e risulta in volt.

Un conduttore ha l'induttanza di 1 **henry** quando producendo in esso una variazione di corrente di 1 ampere al secondo si forma ai suoi capi la f.e.m. media di autoinduzione di 1 volt. Se il conduttore è avvolto a spire strettamente accoppiate, il valore di L cresce approssimativamente con il quadrato del numero di spire.

Energia intrinseca della corrente d'autoinduzione.

Al momento in cui si stabilisce la corrente in un circuito (che presenta resistenza ed induttanza) una parte dell'energia fornita si converte in calore (a causa della R, per effetto Joule) la parte rimanente apparentemente non viene spesa in alcun lavoro, essa viene immagazzinata temporaneamente nel campo magnetico che al suo cessare la restituisce sotto forma di extracorrente di apertura; il suo valore è dato da:

$$w = \frac{1}{2} L i^2$$

Se i è in ampere e L in henry, w risulta in joule.

Detta energia è detta intrinseca della corrente d'autoinduzione.

Coefficiente di mutua induzione.

Se due circuiti induttivi vengono disposti in serie fra loro le loro induttanze si sommano (ossia $L_t = L_1 + L_2$) ma se essi vengono accoppiati fra loro in modo da avere campi magnetici in comune, il valore totale di induttanza è determinato da:

$$L'_t = L_1 + L_2 + 2M$$
$$L''_t = L_1 + L_2 - 2M$$

Il termine $2M$ può dunque sommarsi o sottrarsi a seconda del senso dell'accoppiamento al valore di L_t, esso è dovuto all'azione di induzione di un circuito induttivo sull'altro ossia alla mutua induzione.

Il coefficiente M che misura la mutua induzione è appunto detto **coefficiente d'induzione mutua** e in unità pratiche si esprime in henry.

Quando siano noti L'_t e L''_t (in seguito a misure) si può ricavare subito il coefficiente M con l'espressione seguente:

$$L'_t - L''_t = 4M \qquad \text{ossia} \qquad \mathbf{M} = \frac{\mathbf{L'_t - L''_t}}{\mathbf{4}}$$

Il coefficiente di mutua induzione può essere determinato anche quando si conoscano i valori di induttanza dei due circuiti induttivi accoppiati (L_1 e L_2) ed il valore di induttanza (L_{cc}) di uno dei due quando l'altro venga chiuso in corto circuito.

$$\mathbf{M} = \sqrt{\mathbf{L_1\,(L_2 - L''_{cc})}} \quad \text{Se è } L_1 \text{ che viene cortocircuitato}$$

$$\text{oppure} \quad \mathbf{M} = \sqrt{\mathbf{L_2\,(L_1 - L'_{cc})}} \quad \text{Se è } L_2 \text{ che viene cortocircuitato.}$$

Dove L'_{cc} è il valore acquistato da L_1 quando L_2 è in corto circuito ed L''_{cc} è il valore acquistato da L_2 quando L_1 è in corto circuito.

Coefficiente di accoppiamento

Nei casi precedenti non tutto il flusso uscente da un circuito abbraccia l'altro. Il rapporto fra la parte di flusso che abbraccia il circuito indotto e il flusso inducente totale è dato dal coefficiente di accoppiamento.

Quando siano noti M, L_1 e L_2 (vedi casi precedenti), il **coefficiente di accoppiamento** k si ricava da:

$$\mathbf{k} = \frac{\mathbf{M}}{\sqrt{\mathbf{L_1\,L_2}}}$$

Quando invece si conoscano oltre ad L_1 e L_2 i valori di L'_{cc} e L''_{cc}, il valore di k si può avere da:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L'_{cc}}{L_1}} \qquad \text{oppure} \qquad k = \sqrt{1 - \frac{L''_{cc}}{L_2}}$$

CAPACITÀ ELETTRICA

La capacità elettrica si esprime come rapporto fra la quantità di elettricità Q che risiede su di un corpo e il potenziale V conferito al corpo da tale carica:

$$C = \frac{Q}{V}$$

Se Q è espresso in unità CGS (1 *u. CGS* $= \frac{1}{3 \cdot 10^9}$ **coulomb** e V è pure espressa in unità CGS (1 *u.c.s. CGS* = 300 volt), C risulta in cm CGS.

La capacità di 1 cm corrisponde a:

$$\frac{1}{9 \,.\, 10^{11}} \ \mu F \quad \text{ossia a} \quad \frac{1}{9 \,.\, 10^{17}} \ \text{farad.}$$

Il farad è l'unita pratica di capacità.

Se Q è in coulomb e V è in volt, C risulta in farad.

Fra cm CGS e picofarad esiste la relaziane:

$$1 \text{ cm} = 1{,}112 \text{ pF}$$

La capacità di una sfera in unità CGS è uguale al suo raggio in cm, espressa in pF essa è di 1,112 pF per cm di raggio.

Se in luogo di conferire il potenziale ad un corpo si crea una d.d.p. fra due corpi isolati, la capacità si riferisce al complesso costituito dai due e che è detto **condensatore.**

(*) **Capacità di una sfera in aria rispetto al suolo**:

$$C \text{ (pF)} = 1{,}112 \frac{d\,r}{d - r}$$ in cui d è la distanza dal suolo espressa in cm.

(*) **Capacità fra due cilindri coassiali in aria**:

$$C \text{ (pF)} = 1{,}112 \frac{l}{2\, l_n \frac{r_1}{r_2}}$$ in cui: l lunghezza comune in cm;

r_1 raggio del cilindro esterno; r_2 raggio del cilindro interno.

(*) **Capacità fra due cilindri paralleli** (es. fili) *in aria*:

$$C \text{ (pF)} = 1{,}112 \frac{l}{2\, l_n \frac{d^2}{r_1\, r_2}}$$ in cui d è la distanza dagli assi in cm;

r_1 e r_2 i raggi in cm.

*) Formule razionalizzate

(*)Capacità di un filo isolato in aria:

$$C\ (\mathrm{pF}) = 1{,}112 \frac{l}{2\, l_n \frac{l}{r} - 0{,}62}$$ in cui l è la lunghezza in cm;

r è il raggio in cm.

(*) Capacità di un condensatore piano:

$$C\ (\mathrm{pF}) = 0{,}0885\ \varepsilon \frac{A\ (n - 1)}{d}$$ in cui ε è la **costante dielettrica relativa** del mezzo interposto; A è l'area di ciascuna armatura in cm^2; d è la distanza fra le armature in cm, ossia lo spessore del dielettrico.

COSTANTE DIELETTRICA ε DI ALCUNE SOSTANZE

Aria secca	1	Frequenta	5.6
Acqua distillata	78-81	Ghiaccio	86.4
Alcool etilico	24.27	Gomma vulcanizzata	3-4.5
Bachelite C	5-7	Gommalaeca	2.6-3.7
Bachelite stampata	2-6	Guttaperca	2.6-4
Carta secca	1.6-2.6	Marmo	6-8.3
Carta bachelizzata	5	Mica	7
Carta per cavi	3-4	Micalex	8
Carta paraffinata	2.5-4	Micanite	3-3.8
Calan	6.6	Paraffina	2-2.5
Calit	6.5	Porcellana	5.4
Condensa C	80-100	Presspan	2.5-5
Condensa	40-50	Pertinax	5.4
Celluloide	2-7	Quarzo fuso	4
Cera d'api	1.9	Tela sterlingata	3.5-5.5
Ceralacca	4-5	Trolitul	2.2
Colofonia	2.5-2.8	Ultra-Calan	7.1
Ebanite	3	Vetro	4.5-10
Fibra vulcanizzata	1.4-2	Zolfo	2.5-4

DETERMINAZIONE DELLA COSTANTE DIELETTRICA RELATIVA ε

Si fa uso di un condensatore ad aria di cui sia nota la capacità teorica esistente fra le superfici affacciate delle due armature. Se si tratta di un condensatore a due armature circolari, la capacità è data da:

$$C_1 = 0{,}0883 \frac{A}{d}$$ in cui A è l'area e d è la distanza.

1) Formule razionalizzate.

Indi si misura la capacità reale del condensatore di prova.
La differenza $C_3 = C_2 - C_1$ dà la capacità dispersa del condensatore. Si introduce poi il dielettrico fra le armature e si misura la capacità complessiva C_4. Se da tale capacità si toglie la capacità dispersa si ha il valore dell'aumento della capacità teorica suddetta per effetto dell'intromissione del dielettrico: $C_5 = C_4 - C_3$.

La costante dielettrica relativa cercata è data da: $\varepsilon = \frac{C_5}{C_1}$

Energia immagazzinata in un condensatore

Un condensatore di capacità C sottoposto ad una d.d.p. V immagazzina una quantità di energia il cui valore è dato da:

$$W = \frac{1}{2} C V^2 \qquad \text{ed essendo} \qquad Q = C V \qquad W = \frac{1}{2} Q V$$

Se C e V sono espressi in u.e.s. CGS, W risulta in erg. Se C e V sono espressi in farad ed in volt, W risulta in joule.

CORRENTI ALTERNATE

CORRENTE ALTERNATA AD ANDAMENTO SINUSOIDALE

Se f è la frequenza della corrente in esame, si avrà la relazione:

$$\mathbf{f = \frac{1}{T}}$$

dove T è il tempo impiegato nel compimento di un periodo completo di 360° ossia di 2π radianti.

La velocità angolare essendo definita da $\omega = \frac{2\pi}{T}$ può essere posta anche sotto la forma:

$$\omega = \mathbf{2\pi f}$$

essa prende il nome di « **pulsazione** » della corrente alternata.

Se E è il valore massimo detto **Ampiezza** della f.e.m. alternata (ossia il valore assoluto del vettore), il valore attuale ad un tempo t (o valore istantaneo al tempo t) è definito da:

$$e = E \ sen \ \omega \ t$$

Analogamente, per le intensità:

$$i = I \ sen \ \omega \ t$$

Il prodotto $\omega \ t$ dà il valore dell'angolo descritto dal vettore dopo un tempo t.

Rappresentazione delle correnti alternate sinusoidali

Una corrente alternata sinusoidale è sempre rappresentabile mediante vettori (fig. 3). La rotazione del vettore si suppone sempre sinistrosa ossia contraria a quella delle lancette dell'orologio.

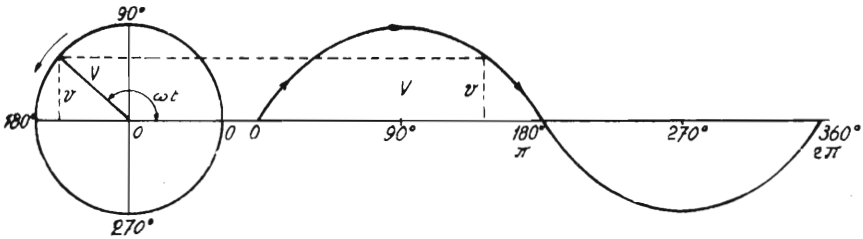


Fig. 3

Due correnti sinusoidali isofrequenziali (ossia della stessa frequenza) possono differire oltre che per l'ampiezza anche per la fase per cui ai massimi dell'una non corrispondono i massimi dell'altra ed ai minimi della prima non corrispondono i minimi della seconda (correnti sfasate).

In questo caso, i vettori rispettivi risultano su direzioni non coincidenti ma formanti fra loro un angolo (φ di fig. 4).

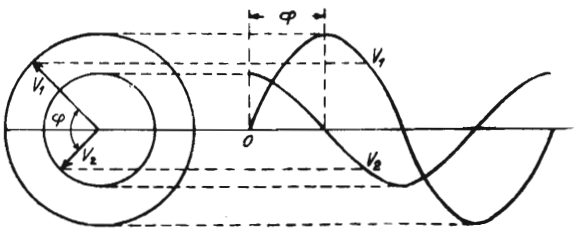


Fig. 4

Delle due correnti si dice in anticipo di un angolo φ sull'altra quella che trovasi più avanzata nella rotazione sinistrosa dei vettori.

Se l'angolo φ è nullo o pari a 360° o ad un multiplo di 360°, le due correnti si dicono in fase fra loro.

Se l'angolo φ è di 90° o di 270° o di $n \cdot 360^r \pm 90$ gradi (n : numero intero), le due correnti si dicono in quadratura di fase fra loro.

Se l'angolo φ è di 180° o di un multiplo dispari di 180° le due correnti si dicono in opposizione.

In circuiti a c.a. (corrente alternata) spesso il vettore della tensione è sfasato rispetto a quello della intensità.

Valore massimo, efficace e medio di una corrente alternata.

Se applicando una corrente alternata ad una resistenza si ottengono gli stessi effetti termici che si avrebbero applicando una corrente continua di intensità I, si dice che I è il **valore efficace** dell'intensità di quella corrente alternata (cosa analoga si fa anche per la tensione).

Il detto valore efficace è dato dalla radice della media dei quadrati di tutti i valori istantanei del periodo.

Per corrente alternata **sinusoidale** il valore efficace è dato dal valore massimo (che corrisponde al valore del vettore) diviso per $\sqrt{2}$ ossia:

$$val.\ eff. = 0{,}707 \times val.\ mass.$$

La media aritmetica dei valori istantanei è detta **valore medio**, essa per un semiperiodo di sinusoide è data da $\frac{2}{\pi} \times$ *valore massimo*.

Si hanno dunque le seguenti relazioni:

$$eff = \frac{mass}{\sqrt{2}} \qquad mass = eff \cdot \sqrt{2}$$

$$med = \frac{2\ mass}{\pi} \qquad mass = \frac{med\ \pi}{2}$$

$$med = \frac{2}{\pi}\sqrt{2}\ eff \qquad eff = \frac{\pi\ med}{2\sqrt{2}}$$

Il rapporto $\frac{eff}{med}$ è detto **fattore di forma**, per correnti sinusoidali perfette esso è $\pi/2\sqrt{2}$ ossia 1,11.

La potenza, per tensione e corrente in fase fra loro, è data dal prodotto del valore efficace di tensione per il valore efficace di intensità.

Risultante di due o piu' correnti alternate sinusoidali isofrequenzali.

a) Correnti in fase.

Se due o più tensioni alternate sinusoidali ed isofrequenziali sono applicate contemporaneamente in serie ad un circuito e sono in fase fra loro, la loro risultante è data **dalla somma** dei rispettivi valori istante per istante.

In tal caso la risultante è una tensione sinusoidale della stessa fase e frequenza il **cui vettore è la somma** aritmetica dei vettori delle componenti.

$$E = e_1 + e_2 + e_3 + \ldots..$$

La stessa cosa si dica per le intensità di corrente.

b) Correnti sfasate.

Se le due tensioni o le due correnti non sono in fase ma sono sfasate fra loro di un certo angolo (φ) la loro risultante è sempre data dalla somma dei valori istantanei ma il suo vettore non è uguale alla somma aritmetica dei vettori componenti.

In questo caso il vettore della risultante è dato dalla diagonale del parallelogramma costruito assumendo come lati i due vettori componenti (fig. 5).

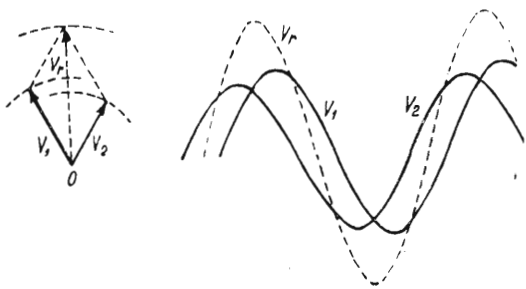


Fig. 5

Nel caso particolare che le due correnti siano a 90° fra loro ($\varphi = 90$) il parallelogrammo è un rettangolo e la diagonale si calcola facilmente col teorema di Pitagora. Siano E_1 ed E_2 le due componenti, la risultante E_3 è data allora da:

$$E_3 = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}$$

L'espressione di E_3 sotto forma di numero complesso (vedi pag. 34) sarebbe stata:

$$E_3 = E_1 + J E_2$$

La prima espressione dà dunque il valore assoluto della seconda.

Considerazioni analoghe si hanno quando si tratti di intensità invece che di tensioni. Se le due correnti sono sfasate fra loro di un angolo φ diverso da 90° o da un suo multiplo, l'espressione che dà il valore del vettore risultante è data dall'applicazione della formola di Carnot:

$$E_3^2 = E_1^2 + E_2^2 - 2\, E_1 \cdot E_2 \cos\,(180 - \varphi)$$

ossia: $E_3^2 = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1\, E_2 \cos \varphi$ (essendo $\cos\,(180 - \varphi) = -\cos \varphi$). (Si ricorda che $\cos \varphi$ è positivo per $\varphi < 90°$ e negativo per $90° < \varphi < 270°$ ecc.).

Se i vettori componenti sono più di due si ricerca prima il valore della risultante di due di essi indi il valore risultante dalla composizione di detta risultante col terzo vettore e così via.

Intensita' e tensione sfasate fra loro fattore di potenza.

Quando tensioni ed intensità di una corrente alternata sono in fase fra loro, la potenza nel circuito è definibile con la stessa relazione usata per la corrente continua (ossia $W = E \times I$). Sono in questo caso valide anche tutte le altre relazioni citate a pag. 48.

Se invece la intensità è sfasata rispetto alla tensione di un angolo φ, la potenza è data dalla espressione:

$$W = E\, I \cos \varphi$$

essa risulta cioè dal prodotto che avrebbe se vi fosse coincidenza di fase per $\cos \varphi$. Per questa ragione **$\cos \varphi$ è detto fattore di potenza.** Se E ed I sono in fase, $\cos \varphi$ è uguale all'unità. Se I è in ritardo o anticipo di 90° rispetto a E, $\cos \varphi$ è nullo e la potenza è nulla.

Il *cos* φ si può stabilire anche dal rapporto fra impedenza e resistenza

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

esso ha valore negativo o positivo a seconda che I sia in anticipo o in ritardo di fase su E ossia a seconda che la reattanza sia capacitiva o induttiva

Correnti alternate sinusoidali di diversa frequenza

Se si considerano le correnti di due frequenze diverse (i_1 e i_2) percorrenti uno stesso circuito e si vuole conoscerne la risultante, si possono ritenere le due correnti come prodotte da due vettori sfasati fra loro il cui angolo-differenza (φ) vada costantemente aumentando.

Il vettore risultante i_3 è dato (pag. 33) da:

$$i_3^2 = i_1^2 + i_2^2 + 2\, i_1\, i_2 \cos \varphi$$

L'angolo φ, nella sua variazione passa per i valori: 0; 90°; 180°; 270°; 360° ecc. e perciò *cos* φ passa da $+1$ a 0; da 0 a -1; da -1 a 0 ecc. Il vettore risultante raggiunge dunque ogni 360° massimi pari a $i_1 + i_2$ e minimi pari a $i_1 - i_2$.

Se i tempi impiegati dai vettori dati per compiere un ciclo completo (360°) sono rispettivamente $T_1 = \frac{1}{f_1}$ e $T_2 = \frac{1}{f_2}$, la differenza di fase nell'unità di tempo sarà:

$$\varphi = \frac{360}{T_1} - \frac{360}{T_2} = 360\, |f_1 - f_2|$$

φ assumerà il valore di uno o più angoli-giro ad intervalli di tempo T_3 il cui valore è:

$$T_3 = \frac{360}{360\, |f_1 - f_2|} = \left| \frac{1}{f_1 - f_2} \right|$$

ossia con una frequenza $f_3 = |f_1 - f_2|$.

Il vettore risultante è dunque variabile in ampiezza da $i_1 + i_2$ a $i_1 - i_2$, la frequenza della sua variazione di ampiezza è $f_3 = |f_1 - f_2|$.

Alla frequenza f_3 pari alla differenza delle due componenti f_1 e f_2 viene dato il nome di **frequenza di battimento.**

Frequenze armoniche.

Quando i periodi di una corrente alternata non sono sinusoidali ma presentano ripetuta in modo costante una stessa deformazione, si dimostra che la corrente stessa si può scomporre in una sinusoidale detta **fondamentale** ed in altre sinusoidali di frequenza multipla dette **armoniche.**

In radiotecnica, nello studio degli stadi di BF le armoniche più comuni sono la seconda e la terza (frequenze rispettivamente doppia e tripla della fondamentale). Alcuni aspetti tipici di correnti affette da tali armoniche sono illustrati dalla fig. 6.

L'ampiezza delle armoniche si misura generalmente come percentuale dell'ampiezza della fondamentale.

LA CAPACITÀ IN CIRCUITI A CORRENTE ALTERNATA

Reattanza e suscettanza di capacita'.

Le correnti di carica e scarica che hanno luogo nel circuito di una capacità (in particolare di un condensatore) danno luogo ad una corrente alternata della stessa frequenza della f.e.m. applicata.

Questa corrente è sfasata di **90° in anticipo rispetto alla f.e.m. applicata**, il valore della sua intensità è:

$$\mathbf{I = 2\pi f C E}$$

Dove I è il valore efficace dell'intensità in ampere; f è la frequenza in Hz; C è la capacità espressa in **farad**; E è il valore efficace della f.e.m. in volt.

La formola può essere indicata anche nel seguente modo:

$$I = \omega C E$$

Se C è dato in **microfarad** la formola diventa:

$$I = \omega C E 10^{-6}$$

dalla prima espressione si ricava:

$$\frac{E}{I} = \frac{1}{2\,\pi f C} \quad \text{ossia} \quad \frac{E}{I} = \frac{1}{\omega C}$$

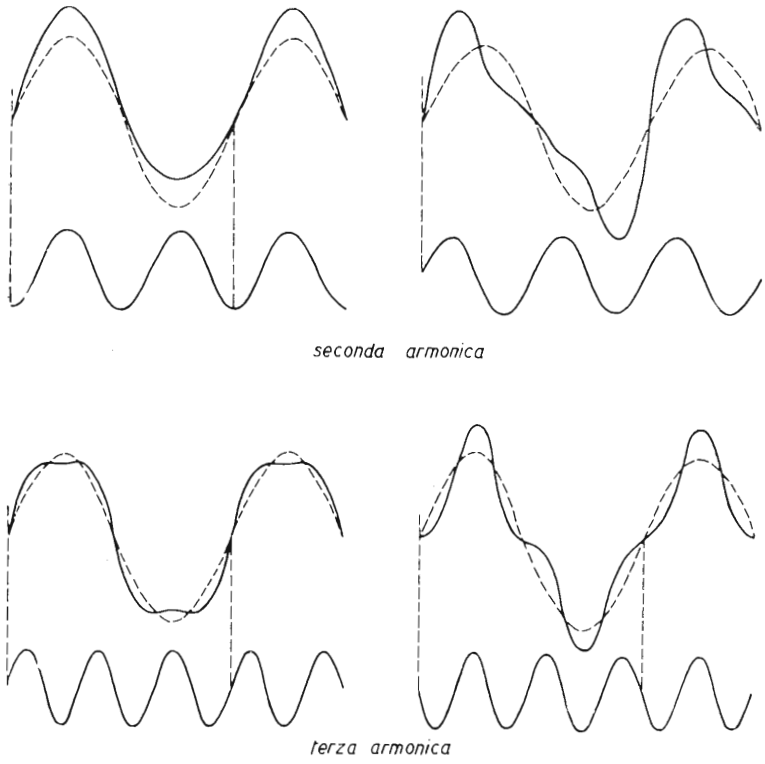


Fig. 6

Come il rapporto E/I (legge di *Ohm*) esprime una resistenza, il termine $1/2\,\pi f C$ ossia $1/\omega C$ esprime l'ostacolo offerto da un condensatore al pas-

saggio della corrente alternata di frequenza f, esso è detto **Reattanza** e viene indicato con X_c e si misura in ohm.

$$\textbf{Reattanza } X_c = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C}$$

Quando in un circuito percorso da una corrente alternata di intensità I si trova inserita in serie una capacità C, ai suoi estremi si forma una d.d.p. il cui valore efficace è:

$$V = I \cdot X_c$$

Detta d.d.p. risulta in ritardo di fase di 90° sulla intensità che circola attraverso alla capacità.

Dall'espressione della X_c è facile rilevare che essendo f a denominatore la reattanza diminuisce in modo inversamente proporzionale alla frequenza. Al tendere di f a zero, X_c tende all'infinito (per la c.c. la capacità si comporta come una interruzione).

I vettori della tensione presente ai capi della capacità e della corrente circolante in questa si indicano come in fig. 7, ad essi fanno riscontro due sinusoidi spostate di 90° come in figura.

Fig. 7

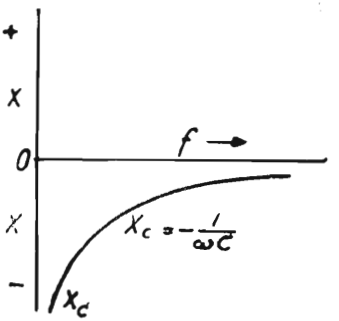


Fig. 8

Essendo la intensità in anticipo sulla tensione, la reattanza di capacità si considera come negativa. Volendo esprimere graficamente l'andamento della X_c in funzione della frequenza, si ottiene la curva caratteristica di fig. 8.

All'inverso di X_c $\left(\text{ossia a } \frac{1}{X_c} = \omega C\right)$ si dà il nome di **suscettanza di capacità** e si indica con la lettera: B_c.

L'INDUTTANZA IN CIRCUITI A CORRENTE ALTERNATA

Reattanza e suscettanza induttiva.

Quando ai capi di una induttanza si applica una f.e.m. alternata, in essa scorre una corrente della stessa frequenza e **sfasata di 90° in ritardo rispetto alla f.e.m.**

L'intensità di detta corrente è definita da:

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{E}}{2\pi\,\mathbf{f}\,\mathbf{L}}$$

dove I è il valore efficace dell'intensità in ampere; f è la frequenza in Hz; L è l'induttanza espressa in henry; E è il valore efficace della f.e.m. espresso in volt.

La formola può essere indicata anche nel seguente modo:

$$I = \frac{E}{\omega L}$$

Dalle predette espressioni si ricavano le seguenti:

$$\frac{E}{I} = 2\,\pi f L \qquad \text{ossia} \qquad \frac{E}{I} = \omega L$$

Siccome nella legge di Ohm il rapporto E/I rappresenta la resistenza, il termine $2\,\pi f L$ ossia ωL esprime l'ostacolo offerto da una induttanza al passaggio della corrente alternata di frequenza f; esso è detto **Reattanza**, viene indicato con X_c e si misura in ohm.

$$\textbf{Reattanza } X_L = 2\pi\,\mathbf{f}\,\mathbf{L} = \omega\,\mathbf{L}$$

Quando in un circuito percorso da c.a. di intensità I si trova inserita in serie una induttanza L, ai suoi estremi si forma una d.d.p. il cui valore efficace è:

$$V = I\ X_L$$

Detta d.d.p. risulta in anticipo di fase di 90° sulla intensità che circola attraverso l'induttanza. I vettori relativi alla d.d.p. ed alla I si indicano come in fig. 9 ad essi fanno riscontro due sinusoidi sfasate di 90°.

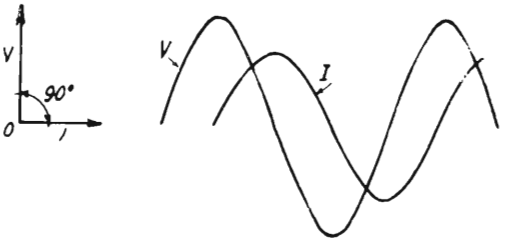


Fig. 9

Essendo la intensità in ritardo sulla tensione, alla reattanza induttiva si attribuisce il segno +. La reattanza induttiva cresce con la frequenza, essa graficamente si indica in funzione della frequenza come in fig. 10.

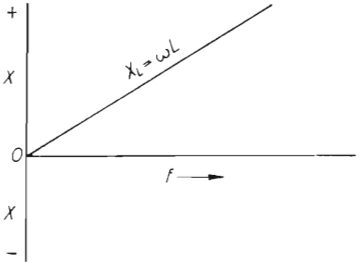


Fig. 10

L'inverso della reattanza induttiva è la **suscettanza induttiva** (simbolo B_L).

Resistenza e capacita' in parallelo

Applicando ad un circuito costituito da una R ed una C in parallelo una f.e.m. alternata E di frequenza f, si formano due correnti i cui valori assoluti rispettivi di intensità sono:

$$i_1 = \frac{E}{R} \qquad\qquad i_2 = \frac{E}{X_c}$$

Le due correnti sono però sfasate di 90°, l'intensità risultante I sara dunque data da:

$$\bar{I} = i_1 - j\, i_2 \qquad \text{ossia} \qquad |\mathrm{I}| = \sqrt{i_1^2 + i_2^2}$$

L'impedenza complessiva è data da:

$$\bar{Z} = \frac{R\, X_c\, (X_c - j\, R)}{X^2_c + R^2} \quad \text{e in valore assoluto:}$$

$$|\mathbf{Z}| = \frac{\sqrt{\mathbf{R}\,\mathbf{X}_c}}{\mathbf{R}^2 + \mathbf{X}_c^2}$$

Per frequenza molto bassa la corrente nella capacità tende a ridursi a zero (ossia X_c tende all'infinito) rimane quindi la sola corrente che circola nella resistenza e l'impedenza si riduce alla sola resistenza.

L'inverso succede se la frequenza è molto alta.

L'andamento della impedenza in funzione della frequenza è rappresentato dal grafico della fig. 12.

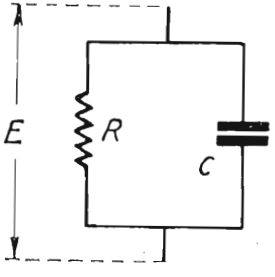


Fig. 11

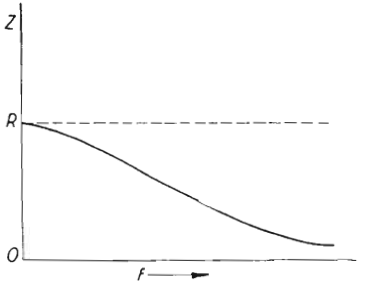


Fig. 12

Per quanto riguarda la fase, quando la frequenza è bassa la corrente è quasi in fase con la tensione, quando la frequenza è alta, la corrente scorrendo in parte più notevole nella capacità, si ha un forte sfasamento in anticipo della intensità sulla tensione. Il grafico di fig. 13 illustra l'andamento dell'angolo di fase in funzione della frequenza.

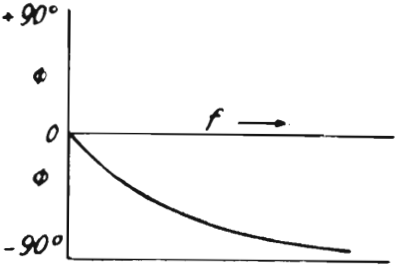


Fig. 13

Il valore dell'angolo per dati valori di R di C e di f è dato da:

$$tg\,\varphi = -\frac{R}{X_c}$$

Per questo circuito si ha:

$$cos\,\varphi = \frac{Z}{R} \qquad e \qquad tg\,\delta = \frac{1}{\omega R C}$$

Si è convenuto di simboleggiare le intensità che scorrono nei due rami come in fig. 14. L'interdipendenza dei vari parametri è resa evidente dal triangolo caratteristico del circuito che si indica come in fig. 15.

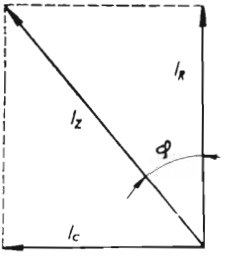


Fig. 14

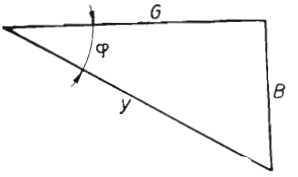


Fig. 15

In esso, con Y si intende la **ammettenza** ossia l'inverso della impedenza, con B_c si intende la **suscettanza di capacità** che è l'inverso della reattanza di capacità e con G si intende la **conduttanza** che è l'inverso della resistenza.

In altri termini: $Y = \frac{1}{Z}$ $B_c = \frac{1}{X_c}$ $G = \frac{1}{R}$.

Dalla detta costruzione si ricava:

$$Y = \sqrt{G^2 + B_c^2}$$

Resistenza e capacita' equivalenti in serie.

Costituendo il triangolo delle impedenze del circuito di fig. 11 si rileva che, mentre la resistenza R e la reattanza X_c costituiscono i cateti del triangolo stesso, l'impedenza Z è rappresentata dall'apotema (fig. 15 A).

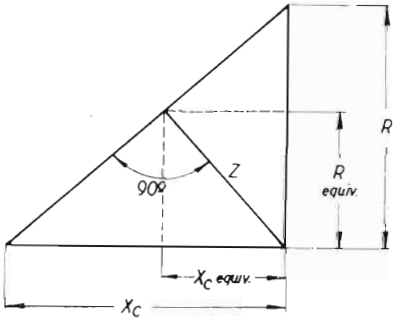
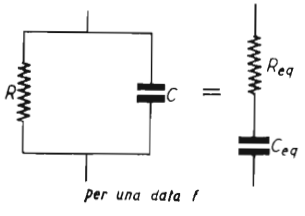


Fig. 15 A



1) Nota: $X_c = \frac{1}{2\pi fC}$ (C in farad).

Da questa figura si vede anche che l'impedenza Z si può anche considerare come costituita da una reattanza capacitiva $X_c\, eq$ da una resistenza $R\, eq$ in serie fra loro. E' infatti possibile, **per una data frequenza** sostituire la prima coppia di elementi in parallelo con la seconda in serie ottenendo la stessa impedenza e fase.

Da considerazioni geometriche sulla fig. 15 A, si ricava:

$$R\, eq = \sqrt{\frac{Z^2\, X^2_c}{X^2_c + R^2}}\ ;\ X_c\, eq = \sqrt{Z^2 - R^2\, eq}$$ da cui, per una data f:

$$C\, eq = \frac{1}{2\pi f \sqrt{Z^2 - R^2\, eq}}$$

Costante di tempo.

Se si effettua la scarica di un condensatore attraverso ad una resistenza, la carica che esso possiede non si estingue immediatamente ma in modo graduale. Il tempo impiegato in tale azione è costante per infiniti valori di R e di C purchè il prodotto $R\,C$ rimanga costante. Il prodotto $R\,C$ è perciò detto **costante di tempo.**

Si dimostra che il prodotto $R\,C$ misura il tempo (in minuti secondi) necessario perchè la carica del condensatore scenda dal valore iniziale Q ad un valore $\frac{Q}{e}$ in cui e è la base dei logaritmi naturali (ossia 2,718.281...).

Si ha dunque:

$$\text{costante di tempo } T \text{ (in minuti sec.)} = R\,C$$

in cui C è espresso in farad ed R in ohm (oppure C in μF e R in MΩ).

Frequenza « critica » o « di taglio ».

E' detta frequenza « *critica* » o « *di taglio* » quella frequenza alla quale l'ampiezza della d. d. p. ai capi di un determinato organo di un circuito si riduce a $1/\sqrt{2}$ volte il valore che essa aveva ai capi dello stesso organo nelle condizioni di frequenza più favorevoli.

Frequenza di taglio di un circuito oscillatorio.

Se V è la tensione che si forma alla frequenza di risonanza ai capi di un circuito oscillatorio, le due frequenze alle quali la predetta tensione si ridurrà a $V/\sqrt{2}$ saranno le due frequenze di taglio.

Frequenza di taglio di un circuito costituito da R e C in serie.

Essendo l'angolo di fase delle d. d. p. relative a tali due organi di 90°, le suddette d. d. p. saranno uguali fra loro ed eguali a $\sqrt{2}$ volte la tensione applicata quando:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{\omega \mathbf{C}} \text{ (condizione alla frequenza di taglio).}$$

Da tale relazione si ricava:

$$\mathbf{C R} = \frac{1}{\omega} \qquad \mathbf{f_c} = \frac{1}{2\pi \mathbf{C R}}$$

espressioni che legano la **frequenza di taglio** $f\,c$ alla **costante di tempo.** Si noti per incidenza che per $f = \infty$, la d. d. p. ai capi di C è nulla e quella ai capi di R è pari alla f.e.m. applicata ai capi di tutto il circuito.

Per $f = o$ la d. d. p. ai capi di R è nulla e quella ai capi di C è pari alla intera f. e. m. applicata.

Frequenza di taglio e costante di tempo in un circuito costituito da L e R in serie.

Considerazioni analoghe alle precedenti si hanno anche per serie di L e R; la f critica si ha per:

$$\omega \mathbf{L} = \mathbf{R} \quad \text{da cui} \quad \mathbf{f_c} = \frac{\mathbf{R}}{2\pi \mathbf{L}} \quad \text{e} \quad \frac{1}{\omega} = \frac{\mathbf{L}}{\mathbf{R}}$$

Per analogia col caso precedente, $\frac{L}{R}$ è detta **costante di tempo** del circuito.

Resistenza e capacita' in serie.

Applicando ad un circuito costituito da una R ed una C in serie una f.e.m. alternata E di frequenza f si forma una corrente il cui valore è:

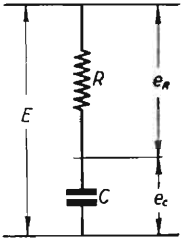


Fig. 16

$$\overline{I} = \frac{E}{R - j X_c} \quad \text{e in valore assoluto} \quad |\mathbf{I}| = \frac{\mathbf{E}}{\sqrt{\mathbf{R}^2 + \mathbf{X}_c^2}}$$

L'impedenza complessiva è data da:

$$\overline{Z} = R - J X_c \quad \text{e in valore assoluto:} \quad |Z| = \sqrt{\mathbf{R}^2 + \mathbf{X}^2}$$

Per frequenze molto basse la corrente totale (dovendo attraversare la C) tende a ridursi a zero, quindi l'impedenza complessiva tende all'infinito. Il contrario succede per frequenze alte per cui l'impedenza complessiva tende al valore di R.

L'andamento dell'impedenza in funzione della frequenza è illustrato dal grafico della fig. 17.

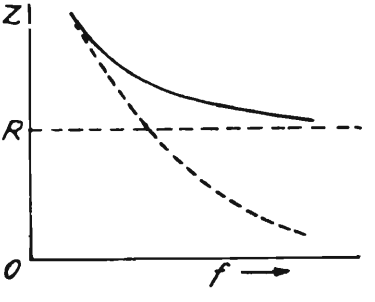


Fig. 17

Per quanto riguarda la fase, quando la frequenza è bassa, predominando nettamente la reattanza sulla resistenza si ha il massimo sfasamento. Detto sfasamento tende a zero quando predomina la resistenza sulla reattanza ovvero quando la frequenza è molto alta.

Il grafico di fig. 18 illustra l'andamento dell'angolo di fase in funzione della frequenza. Il valore dell'angolo di fase per dati valori di R di C e di f è dato da:

$$tg\ \varphi = -\frac{X_c}{R}$$

Nota: $$X = \frac{1}{2\pi f C} \quad (C \text{ in farad}).$$

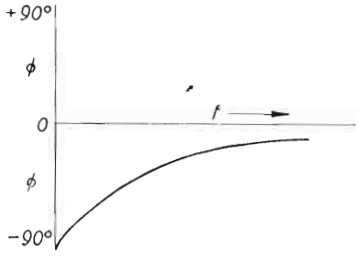


Fig. 18

L'interdipendenza dei vari parametri può essere messa in evidenza mediante il triangolo di fig. 19.

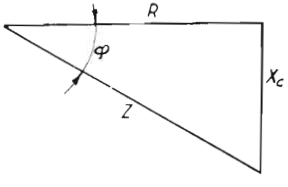


Fig. 19

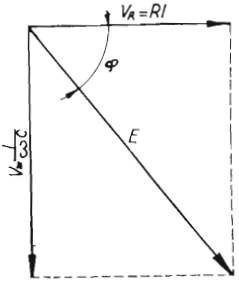


Fig. 20

La relazione fra le tensioni si indica graficamente come in fig. 20.

Per questo circuito si ha anche $\cos\varphi = \frac{R}{Z}$; $tg\ \delta = R\,\omega\,C$.

Resistenza e induttanza in parallelo.

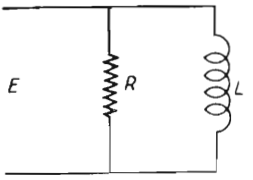


Fig. 21

Applicando ad un circuito costituito da una R e da una L in parallelo una f.e.m. alternata E di frequenza f, si formano due correnti i cui valori assoluti rispettivi di intensità sono:

$$i_1 = \frac{E}{R} \qquad i_2 = \frac{E}{X_L}$$

Le due correnti sono però sfasate di 90°, l'intensità complessiva I sarà dunque data da:

$$\overline{I} = i_1 + j\, i_2 \qquad \text{ossia} \qquad |\mathbf{I}| = \sqrt{\mathbf{i}_1^2 + \mathbf{i}_2^2}$$

L'impedenza complessiva è data da:

$$Z = \frac{R\, X_L\, (X_L + jR)}{R^2 + X^2_L} \quad \text{e in valore assoluto:} \quad |\mathbf{Z}| = \frac{\mathbf{R}\mathbf{X}_L}{\sqrt{\mathbf{R}^2 + \mathbf{X}_L^2}}$$

Per frequenze molto alte la corrente in L tende a ridursi a zero, quindi l'impedenza tende al valore della resistenza.

Viceversa per frequenze molto basse la reattanza della bobina diminuisce e quindi l'impedenza complessiva tende a zero.

L'angolo di fase φ che nel primo caso è prossimo a zero, nel secondo tende a 90° perchè dovuto alla corrente sfasata che circola principalmente nella bobina.

Il grafico di fig. 22 illustra l'andamento della impedenza ed il grafico di fig. 23, illustra l'andamento dell'angolo di fase.

Il valore dell'angolo di fase, per dati valori di R e di L è:

$$tg\, \varphi = \frac{R}{X_L}$$

Si è convenuto di indicare le intensità che scorrono nei due rami come in fig. 24.

L'interdipendenza dei valori parametri si mette in evidenza costruendo

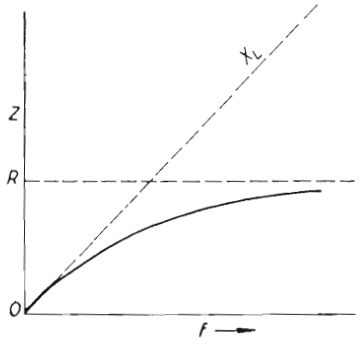


Fig. 22

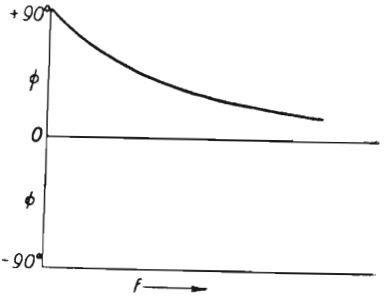


Fig. 23

il triangolo caratteristico del circuito (fig. 25). In esso, con Y si intende la **ammettanza del circuito** che è l'inverso dell'impedenza; con G si intende la **conduttanza** che è l'inverso della resistenza; con B_L si intende la **suscettanza** che è l'inverso della reattanza.

In altri termini: $Y = \frac{1}{Z}$; $G = \frac{1}{R}$ e $B_L = \frac{1}{X_L}$

Dalla detta costruzione si ricava subito:

$$Y = \sqrt{G^2 + B_L^2}$$

Il fattore di merito (Q), l'angolo di fase φ e l'angolo di perdita δ sono dati per questo circuito da:

$$Q = \frac{R}{\omega L} \qquad \cos\varphi = \frac{Z}{R} \qquad tg\,\delta = \frac{\omega L}{R}$$

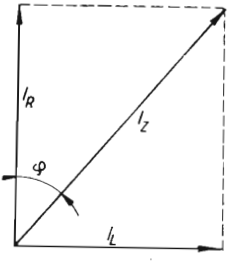


Fig. 24

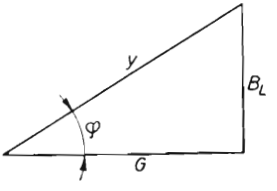


Fig. 25

Resistenza e induttanza equivalenti in serie.

Il circuito di cui alla fig. 21 costituito da una induttanza L in parallelo ad una resistenza R può essere sostituito, agli effetti della corrente alternata di **una data frequenza**, con un altro circuito costituito da una resistenza ed una induttanza in serie di valori adeguati detti rispettivamente: resistenza e induttanza equivalenti in serie ($R\,eq$ e $L\,eq$). Costituendo infatti il triangolo delle impedenze del circuito di fig. 25-A, si vede che la resistenza

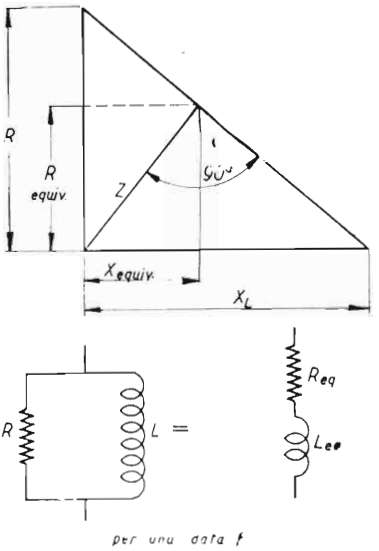


Fig. 25 A

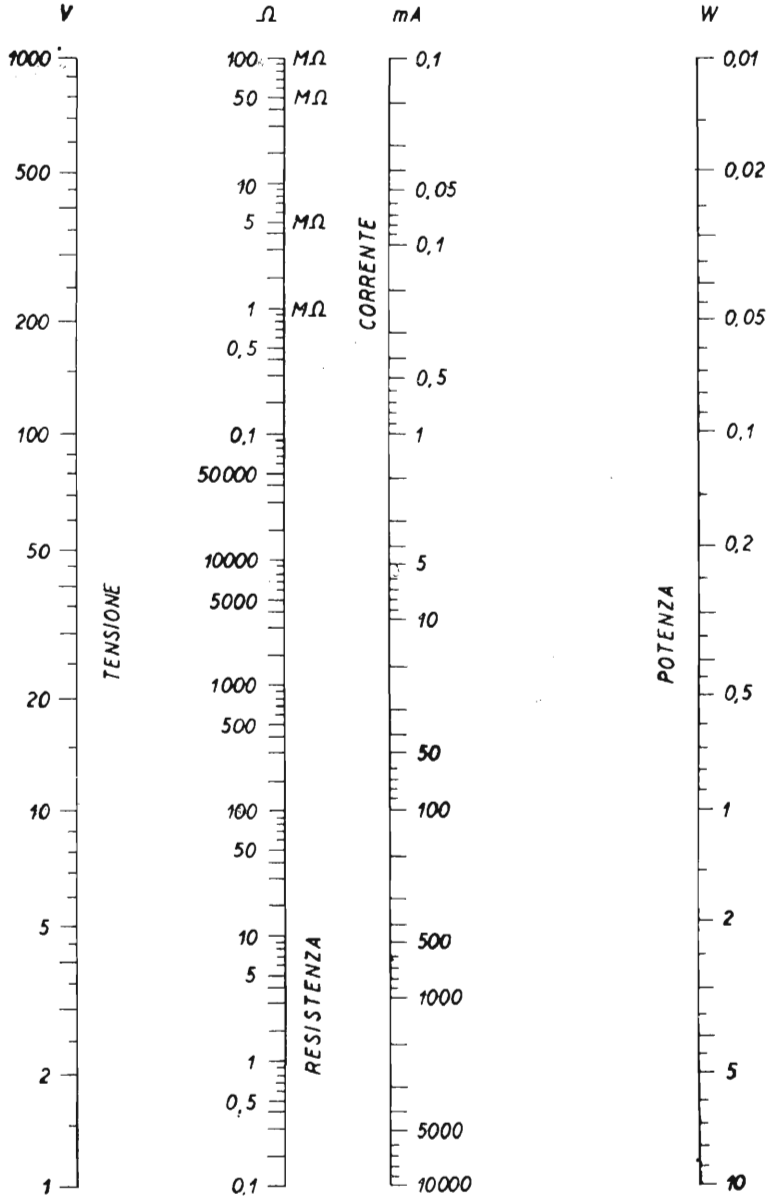
R e la reattanza X costituiscono i cateti e che l'**impedenza complessiva Z** non è che l'**apotema del triangolo stesso.** Dalla stessa figura si rileva però anche che Z può essere anche costituita da una coppia di valori: $R\,eq$ ed $X\,eq$ relativi ad un circuito in serie; le relazioni geometriche consentono di calcolare facilmente questi valori, essi sono:

$$R\,eq = \sqrt{\frac{Z^2\ X^2}{X^2 + R^2}}\ ;\quad X\,eq = \sqrt{Z^2 - R^2 eq}$$

da cui:

$$L\,eq = \frac{\sqrt{Z^2 - R\,eq}}{2\pi f}$$

Relazioni fra potenza, tensione, intensita' e resistenza



RESISTENZA ED INDUTTANZA IN SERIE

Applicando ad un circuito costituito da una R e da una L in serie una f.e.m. alternata E di frequenza f, si forma una corrente il cui valore è:

$$\overline{I} = \frac{E}{R + J X_L}$$

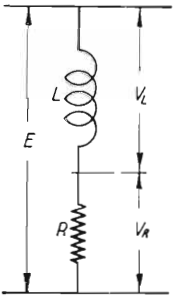


Fig. 26

ed in valore assoluto: $|I| = \dfrac{E}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$

L'impedenza complessiva è data da:

$\overline{Z} = R + J X_L$ e in valore assoluto $|\mathbf{Z}| = \sqrt{\mathbf{R}^2 + \mathbf{X}_L^2}$ (*)

Per frequenze molto basse la X_L è molto piccola quindi il valore dell'impedenza si approssima a quello della resistenza. Al contrario, per frequenze alte X_L predomina tendendo all'infinito.

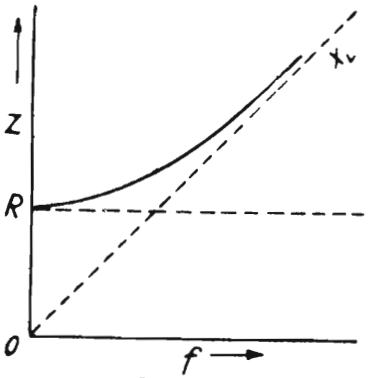


Fig. 27

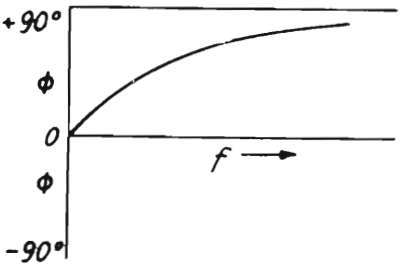


Fig. 28

1) In cui $X_L = 2\pi f L$ (L in henry).

Per quanto riguarda l'angolo di fase è chiaro che nel primo caso sarà prossimo a zero e nel secondo tenderà a 90°.

Il grafico di fig. 27, illustra l'andamento della impedenza in funzione della frequenza ed il grafico di fig. 28 illustra l'andamento dell'angolo di fase.

Le rispettive tensioni si compongono vettorialmente come da fig. 30.

Il valore dell'angolo di fase per dati valori di R e di L è:

$$tg\,\varphi = \frac{X_L}{R}$$

L'interdipendenza dei vari parametri può essere messa in evidenza anche mediante il triangolo caratteristico del circuito, esso si suole rappresentare come in fig. 29.

Per questo circuito si ha (pag. 103):

$$\cos\varphi = \frac{R}{z}; \qquad tg\,\delta = \frac{R}{\omega L}; \qquad Q = \frac{\omega L}{R}$$

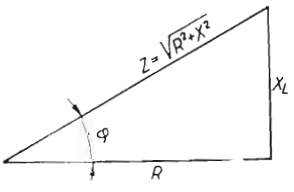


Fig. 29

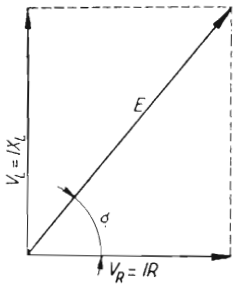


Fig. 30

CAPACITA' ED INDUTTANZA IN PARALLELO (senza resistenza).

(CIRCUITO OSCILLATORIO IN PARALLELO « ANTIRISONANTE »)

Applicando ad un circuito costituito da una L e una C in parallelo una f.e.m. alternata E di frequenza f, si formano due correnti i cui valori assoluti rispettivi di intensità sono:

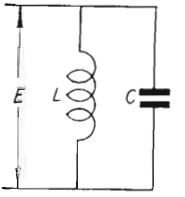


Fig. 31

$$i_1 = \frac{E}{X_C} \qquad i_2 = \frac{E}{X_L} \qquad (*)$$

Le due correnti sono però sfasate rispetto alla tensione rispettivamente in anticipo di 90° e in ritardo di 90°, esse si trovano quindi a 180° fra loro.

L'intensità complessiva è dunque data da:

$$\bar{I} = + J i_2 - J i_1 \qquad \text{ossia} \qquad |I| = |i_1 - i_2|$$

ossia dal valore assoluto della differenza fra le due intensità.

L'impedenza complessiva è data da:

$$\bar{Z} = - J \frac{L}{C} \left| \frac{1}{X_C - X_L} \right| \qquad \text{ossia:}$$

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{L}}{\mathbf{C}\,|\mathbf{X}_L - \mathbf{X}_C|} = \frac{\omega \mathbf{L}}{|\mathbf{1} - \omega^2 \mathbf{LC}|} = \frac{\mathbf{1}}{\left| \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{X}_L} - \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{X}_C} \right|}$$

E' importante tenere presente che al variare della frequenza, $|X_C|$ e $|X_L|$ variano in sensi opposti (fig. 32).

Si verifica dunque che **per un dato valore di frequenza f_o si ha** $|X_L| = |X_C|$.

La frequenza f_o è detta **frequenza di risonanza.**

---

*) Nota: $X_L = 2\pi f L$ (L in henry).

*) Nota: dove $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$ (C in farad) e $X_L = 2\pi f L$ (L henry).

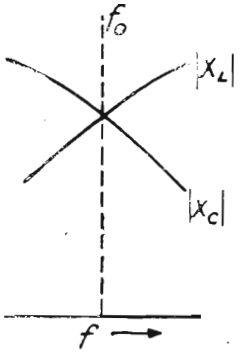


Fig. 32

Quando dunque si verifica la condizione $|X_L| = |X_C|$ si ha anche che $|i_1| = |i_2|$ e quindi I **si riduce a zero.**

In queste condizioni **l'impedenza del circuito è infinita.**

L'impedenza in condizione di risonanza diventa allora:

$$Z = \frac{E}{o} = + \infty$$

Ciò risulta evidente anche dalla formola $|Z| = \dfrac{L}{C\,(X_L - X_C)}$ dalla quale si vede che per $X_L = X_C$ si ha $|Z| = \dfrac{L}{o} = \infty$.

L'andamento della impedenza del circuito in funzione della frequenza è illustrato dal grafico di fig. 33. Per un valore di f per cui si verifica la condizione $X_L = X_C$ (condizione di risonanza) la Z sale all'infinito.

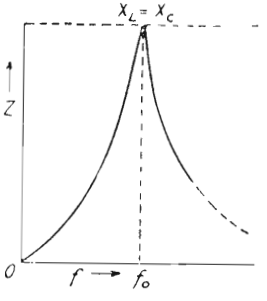


Fig. 33

La fig. 34 illustra l'andamento dell'angolo di fase in funzione della frequenza.

Come si vede esso passa bruscamente da $+ 90^o$ a $- 90^o$, il circuito, induttivo per $f < f_o$, diventa improvvisamente capacitivo per $f > f_o$ (1).

Il valore dell'angolo di fase per dati valori di L, di C e di f è dato da:

$$tg\,\varphi = \infty \left(\frac{- X_L\, X_C}{X_L - X_C} \right)$$

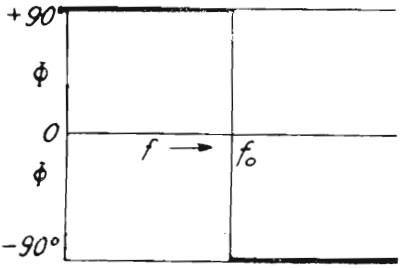


Fig. 34

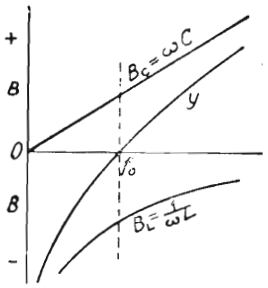


Fig. 35

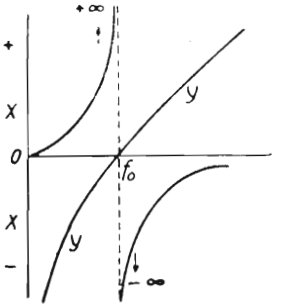


Fig. 36

1) L'andamento della reattanza complessiva del circuito, tenendo conto dei segni relativi alla fase, viene rappresentata come in fig. 35.

L'inverso dell'impedenza complessiva (ossia $\frac{1}{Z}$) *è detto ammettenza* del circuito e si simboleggia con la lettera Y. La figura 36 illustra l'andamento della ammettenza Y in funzione della frequenza ed in relazione alle suscettanze: induttiva ($B_L = \frac{1}{\omega L}$) e di capacità ($B_C = \omega C$). L'ammettenza è, in questo caso, data dalla differenza delle suscettanze.

Per il calcolo della f di risonanza di un circuito di data L e data C,

per il calcolo della L necessaria per far risuonare un circuito di data C alla frequenza f_0

per il calcolo della C necessaria per far risuonare un circuito di data L alla frequenza f_0

vedere a pag. 87 al paragrafo « Risonanza ».

Per il calcolo speditivo di f, L e C servirsi dell'abaco N. 6.

CAPACITA' E INDUTTANZA IN SERIE (SENZA RESISTENZA)

(CIRCUITO OSCILLATORIO IN SERIE O CIRCUITO RISONANTE).

Applicando ad un circuito costituito da una induttanza e da una capacità in serie fra loro una f.e.m. E (supposta nulla la resistenza interna del generatore), nel circuito stesso si forma una corrente:

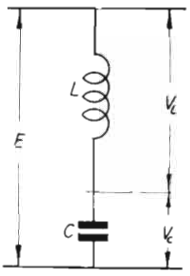


Fig. 37

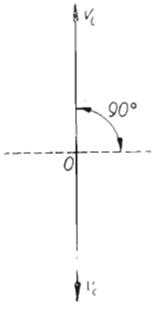


Fig. 38

$$\bar{I} = \frac{E}{J\,(X_L - X_C)} \quad \text{ed in valore assoluto:} \quad |\,I\,| = \frac{E}{|\,X_L - X_C\,|}$$

L'impedenza complessiva è data da:

$$\bar{Z} = J\,(X_L - X_C) \quad \text{e in valore assoluto} \quad |\,\mathbf{Z}\,| = |\,\mathbf{X}_L - \mathbf{X}_C\,|$$

La corrente che scorre nel circuito fa nascere ai capi di L e ai capi di C due d.d.p.: V_L e V_C in opposizione di fase fra loro i cui valori sono rispettivamente:

$$V_L = I\,X_C \qquad \text{e} \qquad V_C = I\,X_L \text{ (fig. 38)}$$

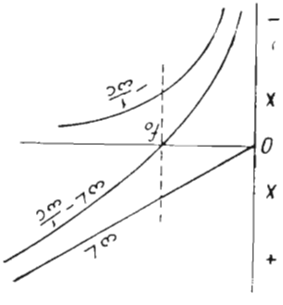


Fig. 39

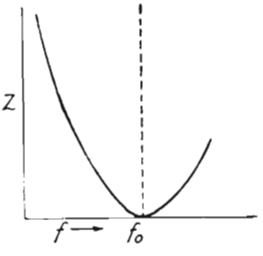


Fig. 40

La differenza: $V_L - V_C$ dà in grandezza e direzione la tensione E.

Come per il caso precedente esiste un valore di f (detto f_o) per cui $X_L = X_C$ (frequenza di risonanza).

Quando $X_L = X_C$ l'impedenza complessiva diventa:

$$|Z| = |X_L - X_C| = o$$

ossia *in risonanza l'impedenza offerta è zero.*

Ciò vale per il caso teorico in cui non vi siano resistenze.

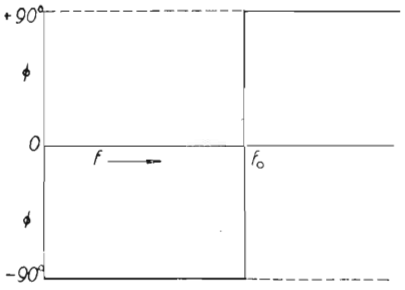


Fig. 41

La corrente I_o in risonanza nel circuito diventa allora:

$$\overline{I}_o = \frac{E}{Jo} = \frac{E}{o} = \infty$$

Ciò significa che la corrente, che diventa infinita (perchè il circuito si comporta come un *corto circuito*), è in fase con la tensione.

La tensione ai capi di L diventa allora:

$$V_L = I_o \cdot X_C = \infty$$

e ai capi di C:

$$V_L = I_o \cdot X_C = \infty$$

L'andamento delle reattanze del circuito è rappresentato in fig. 39. L'impedenza complessiva, che in questo caso è una reattanza pura, è rappresentata dalla curva intermedia.

La variazione in valore assoluto della impedenza è data dalla fig. 40 e l'angolo di fase della corrente è dato dalla fig. 41.

RADIOTECNICA

RISONANZA

La risonanza si verifica quando per una frequenza f_o si ha $X_L = X_C$

$$\text{ossia} \qquad 2\,\pi f_o L = \frac{1}{2\,\pi f_o C}$$

da cui, mettendo in evidenza f_o si ha la **frequenza di risonanza**:

$$f_o^2 = \frac{1}{(2\,\pi)^2\, L\, C} \qquad \text{ovvero:} \qquad \mathbf{f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}}$$

dove f_o è espresso in Hz (ossia in cicli); L è espresso in henry e C è espresso in farad.

Detta formola diventa:

$$f_o = \frac{10^6}{2\,\pi\sqrt{L\,C}} \quad \text{se } L \text{ in } \mu\text{H; } C \text{ in } \mu\text{F e } f_o \text{ in } \mathbf{Hz}$$

oppure:

$$f_o = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{L\,C}} \quad \text{se } L \text{ in } \mu\text{H; } C \text{ in } \mu\text{F e } f_o \text{ in } \mathbf{MHz.}$$

Dalla formola della frequenza di risonanza è possibile ricavare il valore di C necessario per far risuonare un circuito oscillatorio ad una frequenza f_o noto che sia il valore di L; oppure di trovare il valore di L note la f_o e la C o infine di conoscere il prodotto $L\,C$ nota che sia f_o.

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2\, L} \quad \text{ossia } \mathbf{C} = \frac{\mathbf{1}}{\omega^2\mathbf{L}} \qquad \left.\right\} \; C \text{ in F; } L \text{ in H; } f \text{ in } \mathbf{Hz} \text{ oppure } C \text{ in } \mu\text{F; } L \text{ in } \mu\text{H; } f \text{ in } \mathbf{MHz}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2\, C} \quad \text{ossia } \mathbf{L} = \frac{\mathbf{1}}{\omega^2\mathbf{C}} \qquad \text{idem}$$

$$L\,C = \left(\frac{1}{2\,\pi f_o}\right) \quad \text{ossia } \mathbf{LC} = \frac{\mathbf{1}}{\omega^2} \qquad \text{idem}$$

si hanno anche le seguenti relazioni:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \qquad X_C = X_L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Infine: volendo esprimere la risonanza in termini di lunghezza d'onda (λ) anzicchè di frequenza, essendo noto che $\lambda = \frac{3 \times 10^8}{f}$ (in metri), sostituendo ad f la sua espressione, scriveremo: $\lambda = 3 \times 10^8 \times 2\pi \times \sqrt{LC}$, per cui esprimendo L in μH e C in μF si avrà:

$$\lambda = 1885 \sqrt{LC}$$

FORMOLE UTILI
PER IL CALCOLO DI CIRCUITI OSCILLATORI

Circuiti oscillatori a frequenza variabile in cui L è fissa e C variabile.

Se C_o è il valore della residua del condensatore variabile, ΔC è la variazione di capacità che esso può compiere (si da offrire al massimo della sua capacità un valore $\Delta C + C_o$), f_1 è la frequenza più bassa corrispondente al massimo di capacità ed f_2 è quella corrispondente al minimo di capacità, si hanno le relazioni:

$$\frac{f_2}{f_1} = \sqrt{\frac{\Delta C + C_o}{C_o}} \quad \text{da cui } f_2 = f_1 \sqrt{\frac{\Delta C + C_o}{C_o}}$$

$$f_1 = \frac{f_2}{\sqrt{\frac{\Delta C + C_o}{C_o}}}$$

$$C_o = \frac{\Delta C}{\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 - 1} = \frac{f^2_1}{f^2_2 (\Delta C + C_o)}; \qquad \Delta C = C_o \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 - C_o$$

$$\Delta C = C_o \left| \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^2 - 1 \right| : \qquad L = \frac{1}{\omega^2 (\Delta C + C_o)} \quad (\text{in cui } \omega = 2\pi f_1)$$

Dove L è il valore dell'induttanza che si deve trovare in parallelo o in serie alla capacità.

Circuiti oscillatori a f. variabili in cui C è fissa e L variabile

Se L_o è il valore minimo di induttanza, ΔL è la variazione di induttanza (per cui $\Delta L + L_o$ è il valore massimo dell'induttanza), f_1 è la frequenza più bassa, corrispondente alla massima induttanza, f_2 è la frequenza più alta, corrispondente a L_o, si hanno le seguenti relazioni:

$$\frac{f_2}{f_1} = \sqrt{\frac{\Delta L + L_o}{L_o}} \qquad \text{da cui} \qquad f_2 = f_1 \sqrt{\frac{\Delta L + L_o}{L_o}}$$

$$f_1 = \frac{f_2}{\sqrt{\frac{\Delta L + L_o}{L_o}}} \qquad L_o = \frac{\Delta L}{\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 - 1}$$

$$\Delta L = L_o \left[\left(\frac{f_2}{f_1} \right)^2 - 1 \right] \qquad C = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 (\Delta L + L_o)}$$

Dove C è il valore di capacità totale che deve trovarsi in serie o in parallelo ad L.

INDUTTANZA CAPACITA' E RESISTENZA IN PARALLELO

Applicando ad un circuito costituito da RL e C in parallelo una f.e.m., alternata E di frequenza f si formano tre correnti i cui valori rispettivi di intensità sono:

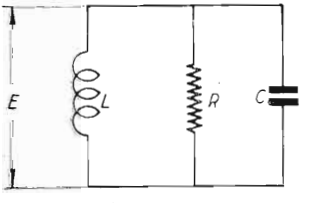


Fig. 42

$$i_1 = \frac{E}{X_L} \qquad i_2 = \frac{E}{X_C} \qquad i_3 = \frac{E}{R}$$

Le tre correnti sono però sfasate fra loro in modo che fra le prime due vi sono 180° e fra ciascuna di esse e la terza vi sono 90°. La terza è in fase con la tensione. L'intensità complessiva è data da:

$$\bar{I} = i_3 + J\, i_2 - J\, i_1 \qquad \text{ossia} \qquad |I| = \sqrt{i_3^2 + |i_2 - i_1|^2}$$

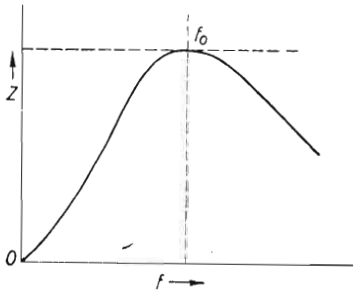


Fig. 43

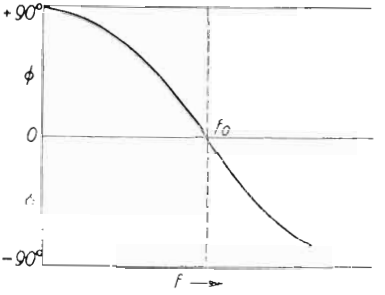


Fig. 44

L'impedenza complessiva è data da:

$$\bar{Z} = \frac{R\, X_L\, X_C\, [X_L\, X_C - J\, (R\, X_L - R\, X_C)]}{(R\, X_L - R\, X_C)^2 + X_L^2\, X_C^2}$$ e in valore assoluto da:

$$|\mathbf{Z}| = \frac{\mathbf{R}\mathbf{X}_L\, \mathbf{X}_C}{\sqrt{(\mathbf{R}\mathbf{X}_L - \mathbf{R}\mathbf{X}_C)^2 + \mathbf{X}_L^2\, \mathbf{X}_C^2}}$$

In condizioni di risonanza, essendo $X_L = X_C$ si ha: $|\mathbf{Z}| = \mathbf{R}$. L'andamento della impedenza e dell'angolo di fase in funzione della frequenza è illustrato dai grafici delle figg. 43 e 44.

Il valore dell'angolo di fase per dati valori di R e di f di L e di C è dato da:

$$tg\ \varphi = \frac{R\, X_L - R\, X_C}{X_L\, X_C}$$

Il calcolo del circuito si può fare anche riferendosi alla ammettenza $\left(Y = \frac{1}{Z}\right)$, alla conduttanza $\left(\frac{1}{R}\right)$ ed alle suscettanze $\left(\frac{1}{X_L}\right.$ e $\left.\frac{1}{X_C}\right)$. La relazione che lega queste grandezze è:

$$Y = \sqrt{G^2 + B^2}$$

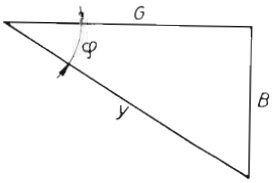


Fig. 45

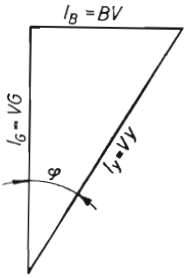


Fig. 46

in cui: G è la conduttanza (ossia $1/R$), e B è la differenza fra le due suscettanze, cioè:

$$B = B_C - B_L = \frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}$$

L'intensità che scorre nel circuito è: $I = Y \cdot E$, l'angolo formato dalla I con la tensione è definito da:

$$tg\,\varphi = \frac{B}{G}$$

Le figg. 45 e 46 indicano come vanno rappresentate le succitate grandezze e le correnti che scorrono nei vari rami.

L'angolo di fase di un circuito quale quello in oggetto si può anche ricavare in funzione del fattore di merito, della frequenza considerata f_1 e della frequenza di risonanza f_o:

$$tg\,\varphi = -\,n\,Q\left(\frac{1}{Q^2} + n^2 - 1\right. \qquad \text{per } Q \geq 10$$

Si può esprimere anche l'impedenza in funzione degli stessi parametri essa è:

$$Z_o = \omega_o L \frac{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + n^2}}{n\sqrt{\frac{1}{Q^2} + n^2 + \frac{1}{n^2} - 2}}$$

in cui $n = \dfrac{f_1}{f_o}$ ed $\omega_o = 2\pi f_o$.

INDUTTANZA CAPACITA' E RESISTENZA IN SERIE

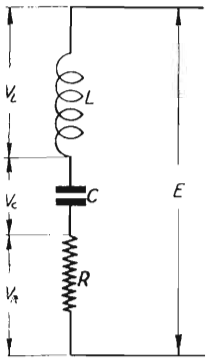


Fig. 47

Applicando ad un circuito costituito da una induttanza in serie ad una capacità e ad una resistenza una f.e.m. alternata E di frequenza f si forma una corrente:

$$\overline{I} = \frac{E}{R + J\,(X_L - X_C)}$$

e in valore assoluto

$$|\,I\,| = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$$

L'impedenza complessiva è data da:

$\overline{Z} = R + J\,(X_L - X_C)$ e in valore assoluto: $|\,\mathbf{Z}\,| = \sqrt{\mathbf{R}^2 + (\mathbf{X}_L - \mathbf{X}_C)}$

Ai capi dei tre elementi si formano rispettivamente tre tensioni: V_L, V_C ed V_R dalla cui composizione risulta la E in grandezza e direzione. Per *frequenze inferiori* a quella di risonanza predomina da V_C quindi la risultante E è in anticipo su V_R. *Alla frequenza di risonanza* $V_L = V_C$ e quindi V_R ed E sono in fase ed uguali. *Per frequenze superiori* a quella di risonanza predomina V_L e quindi E risulta in ritardo di fase su V_R (vedere figura 48).

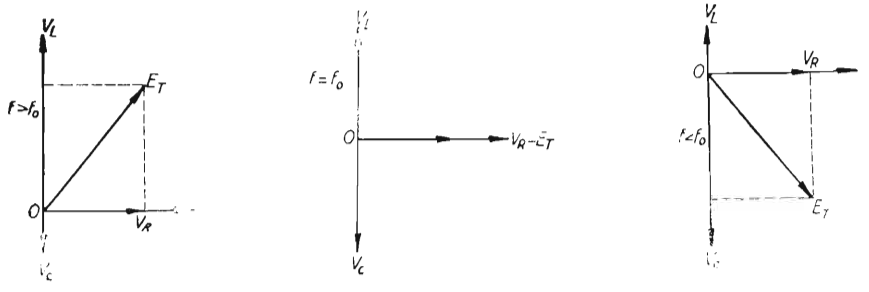


Fig. 48

In condizione di risonanza, ossia per $X_L = X_C$ l'impedenza assume il valore della sola resistenza ossia: $\mathbf{Z} = \mathbf{R}$.

La corrente diventa allora: $I = \dfrac{E}{R}$ ed è in fase con E.

L'andamento dell'impedenza e dell'angolo di fase in funzione della frequenza è illustrato dalle figg. 49 e 50 da esse si rileva come alla frequenza di risonanza l'impedenza sia minima (riducendosi a R) e lo sfasamento sia nullo.

Il valore dell'angolo di fase per dati valori di f di L, di C e di R è dato da:

$$tg\,\varphi = \frac{X_L - X_C}{R}$$

Le relazioni fra le varie grandezze si possono indicare anche graficamente mediante il triangolo caratteristico del circuito (fig. 51). In esso con X si intende la differenza $X_L - X_C$. (se $|X_C| > |X_L|$ il cateto X è rivolto verso il basso).

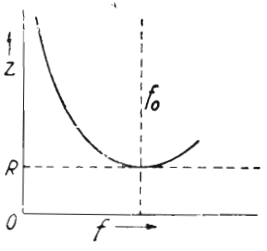


Fig. 49

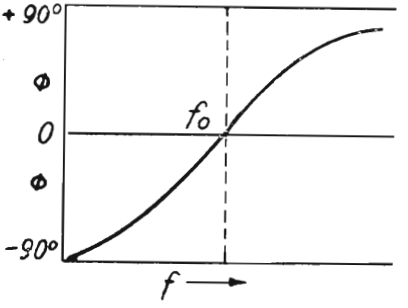


Fig. 50

Analogamente, le tensioni si esprimono graficamente come in figura 52).

L'angolo di fase d'un circuito come quello in oggetto si può anche ricavare in funzione del fattore di merito, della frequenza considerata f_1 e della frequenza di risonanza f_o:

$$tg\,\varphi = Q\left(n - \frac{1}{n}\right) \qquad \text{in cui} \qquad n = \frac{f_1}{f_o}$$

Si può esprimere anche l'impedenza in funzione degli stessi parametri essa è:

$$Z_o = \omega_o L \sqrt{\frac{1}{Q^2} + n^2 + \frac{1}{n^2} - 2}$$

in cui $\omega_o = 2\,\pi f_o$.

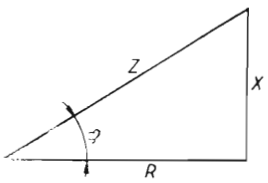


Fig. 51

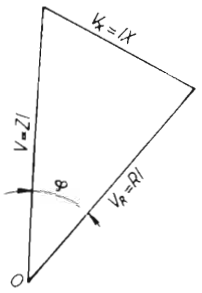


Fig. 52

CONSIDERAZIONI SUI CIRCUITI OSCILLATORI

a) Coefficiente di sovratensione (ε).

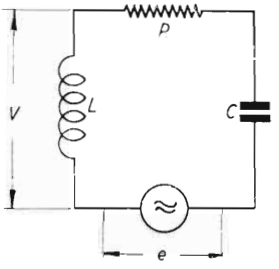


Fig. 53

Se ad un circuito oscillatorio quale quello di fig. 53 si applica in serie un generatore che fornisca una f.e.m. e di frequenza f, ai capi di L e di C compare una f.e.m. che è data da:

$$V = \frac{e}{R} X_L \qquad \text{oppure} \qquad V = \frac{e}{R} X_C$$

da cui $\frac{V}{e} = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R}$ (essendo in risonanza: $X_L = X_C$)

$\frac{X_L}{R}$ o $\frac{X_C}{R}$ esprime dunque il *rapporto fra la tensione* e *applicata e la tensione* E *ricavabile* ai capi di L o di C, esso è perciò detto « *Coefficiente di sovratensione* » o « *di risonanza,* » e viene contraddistinto con la lettera ε

Il coefficiente ε appare anche sotto la forma $\left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}\right)$, infatti:

$$\varepsilon = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{\omega L}{\omega C}} \text{ ed essendo } \omega L = \frac{1}{\omega C} \text{ si ha:}$$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{(\omega L)^2}{R^2}} = \frac{\omega L}{R}$$

In pratica, potendosi considerare l'insieme delle perdite del circuito oscillatorio come dovute alla resistenza ed AF della bobina, il *coeff. di sovratensione coincide con il fattore di merito Q* della bobina.

b) Fattore di merito (Q).

Il fattore di merito (Q) esprime il grado di purezza della reattanza di un circuito ed è espresso come rapporto fra la reattanza e la resistenza:

$$\mathbf{Q} = \frac{\mathbf{X}}{\mathbf{R}} = \frac{\omega \mathbf{L}}{\mathbf{R}} \qquad \text{o anche:} \qquad Q = \frac{1}{\omega CR}$$

a seconda che si riferisca ad una induttanza o ad una capacità.

La nozione di Q è molto importante nella pratica come lo è quella di ε. Per quest'ultimo coefficiente viene spesso usata la stessa lettera Q del fattore di merito.

L'ordine di grandezza del fattore Q è di $100 \div 400$ per avvolgimenti ad alta frequenza, di 3-50 per avvolgimenti di bassa frequenza. Di tale ordine è anche il coefficiente di sovratensione dei circuiti oscillatori.

c) Angolo di perdita ($tg\ \delta$).

L'angolo di perdita, definito dalla sua tangente ($tg\ \delta$), esprime le perdite di un circuito, esso *non è che l'inverso del fattore di merito.*

$$\mathbf{tg}\ \delta = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{Q}} \qquad \text{ossia} \qquad tg\ \delta = \frac{R}{\omega L} = \omega RC$$

Una più chiara definizione del suo significato è data a pag. 102.

d) Decremento logaritmo (δ).

Quando un circuito oscillatorio viene eccitato con un impulso e lasciato poi a se stesso, esso diviene sede di una oscillazione smorzata. Il rapporto di ampiezza fra un semiperiodo ed il successivo nello stesso senso è:

$$e^{-\delta}$$

Dove e è la base dei logaritmi neperiani ossia 2,718... e δ è detto *decremento logaritmico* per periodo di oscillazione.

Il decremento logaritmico rappresenta anche il rapporto fra l'energia dissipata in un semiperiodo e l'energia massima immagazzinata durante lo stesso semiperiodo.

Il decremento logaritmico è anche dato da: $\delta = \frac{R}{2fL}$ essendo il fattore Q dato da $\frac{2\pi f L}{R}$, si ha l'importante relazione:

$$\delta = \pi \frac{1}{Q} \qquad \text{da cui:} \qquad Q = \frac{\pi}{\delta}$$

e) Fattore di smorzamento (S).

Il fattore di smorzamento (S) di un circuito oscillatorio è dato dalla metà del reciproco del coefficiente di sovratensione:

$$S = \frac{1}{2\varepsilon} \qquad \text{ossia} \qquad S = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Identificandosi il coefficiente di sovratensione con il fattore di merito, si ha

$$Q = \frac{1}{2S} \qquad \text{ed} \qquad S = \frac{1}{2Q}$$

f) Resistenza dinamica - Resistenza equivalente.

Se il circuito oscillatorio, in luogo di essere disposto in serie al generatore viene disposto in parallelo a questo (caso trattato a pag. 99) quando è in risonanza offre la massima impedenza ed ammette passaggio di corrente di alimentazione in fase con la tensione.

L'impedenza che in tale caso offre il circuito è detta *resistenza dinamica* del circuito, essa è data da:

$$\mathbf{R_d} = \frac{\mathbf{L}}{\mathbf{CR}}$$

La relazione che la lega al coefficiente di sovratensione ovvero al fattore di merito è:

$$\mathbf{R_d} = \omega \mathbf{LQ} \qquad \text{o anche} \qquad R_d = Q \frac{1}{\omega C}$$

La R_d può essere considerata come la *resistenza equivalente da disporre in parallelo* ad un circuito oscillatorio privo di perdite per avere gli stessi effetti che produce la resistenza R in serie al medesimo:

Nota la R_d, si può conoscere facilmente la R e viceversa mediante la relazione:

$$R_d = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \frac{L}{C R} \qquad R = \frac{\omega^2 L^2}{R_d} = \frac{L}{C R_d}$$

g) Metodo pratico per la misura del fattore di merito Q.

Quando si voglia conoscere il coeff. di sovratensione ε di un circuito oscillatorio (ossia il fattore Q) e questo sia già in opera su di un ricevitore (fig. 54) avendo a disposizione un generatore di segnali con uscita tarata; basterà applicare prima il generatore fra griglia e catodo (avendo cura di non alterare la tensione di polarizzazione di griglia) e leggere l'ampiezza

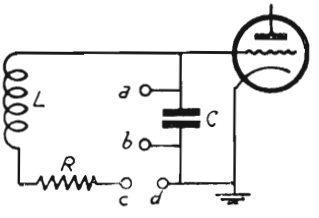


Fig. 54

del segnale che vi corrisponde all'uscita dell'apparecchio; indi si applicherà il generatore in serie all'induttanza L(ossia fra c e d) e si ridurrà con l'attenuatore il segnale sino ad ottenere allo strumento di uscita lo stesso valore precedentemente letto.

Il rapporto fra le tensioni di ingresso (indicate dall'attenuatore del generatore) nei due casi, dà il coefficiente di sovratensione ovvero il fattore di merito Q.

CAPACITA' IN PARALLELO AD UNA SERIE DI RESISTENZA E INDUTTANZA

(CIRCUITO ANTIRISONANTE)

Nel caso pratico di una bobina di induttanza connessa in parallelo ad un condensatore così da costituire un circuito antirisonante, la principale resistenza ad AF è quella offerta dal conduttore della bobina, cosicchè si trascura quella presente nel ramo capacitivo e ci si vale dello schema e delle formole del caso presente.

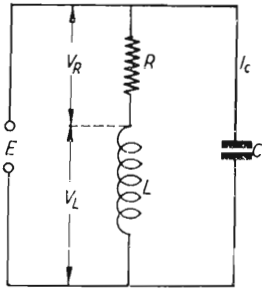


Fig. 55

L'impedenza complessiva di un circuito costituito da una capacità C, disposta in parallelo ad una serie composta da una resistenza R e da una induttanza L, alla frequenza f, è data in valore assoluto da:

$$|\mathbf{Z}| = \frac{\omega \mathbf{L}}{\sqrt{(1-\omega^2 \mathbf{LC})^2 + (\mathbf{R}\omega\mathbf{C})^2}} = \frac{\mathbf{X}_L \mathbf{X}_C}{\sqrt{(\mathbf{X}_C - \mathbf{X}_L)^2 + \mathbf{R}^2}}$$

La risonanza del circuito si verifica per:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L\,C} - \frac{R^2}{4L^2}}$$

Se R è molto piccola, tale da potersi trascurare, l'espressione della f_o diventa:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L\,C}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L\,C}}$$

Quando il circuito è in risonanza, l'impedenza è data da:

$$\mathbf{Z}_o = \frac{\mathbf{L}}{\mathbf{CR}} = \frac{X_L^2}{R}$$

In questo caso la corrente che scorre in Z_o e la tensione che esiste ai suoi capi sono in fase fra loro ed il circuito oscillatorio si comporta come una resistenza ohmica di valore $L/C\,R$. Per tale ragiane Z_o è detta **resistenza dinamica** *del circuito oscillatorio.*

L'andamento della impedenza e dell'angolo di fase in funzione della frequenza sono illustrati rispettivamente dai grafici di figg. 56 e 57.

Il valore dell'angolo di fase per dati valori di L, di C, di R e di f è dato da:

$$tg\,\varphi = -\frac{X_L\,(X_L - X_C) + R^2}{R\,X_C}$$

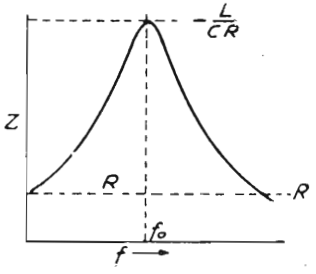


Fig. 56

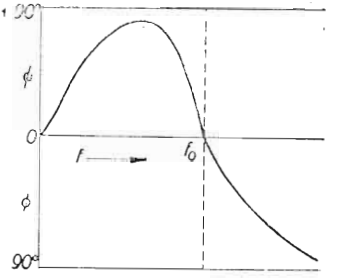


Fig. 57

Ai capi dei tre elementi (R, L e C) si formano rispettivamente tre tensioni: V_R, V_L ed E costituitevi dalle correnti che in essi circolano (fig. 58).

Per frequenze inferiori a quella di risonanza f_o, predomina la I_L, quindi la I_t, che risulta dalla composizione vettoriale di I_L con la I_C risulta dalla parte di I_L ossia in ritardo di fase sulla E.

Alla frequenza di risonanza la componente reattiva di I_L è uguale

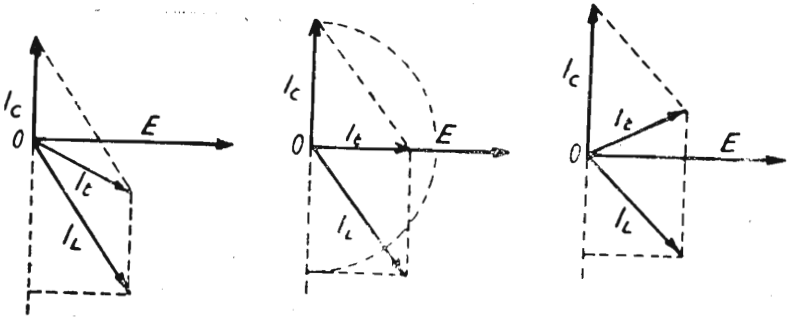


Fig. 58

$f < f_o$ $\qquad$ $f = f_o$ $\qquad$ $f > f_o$

in valore assoluto ad I_C per cui la I_t si trova in fase con la E. Per frequenze superiori ad f_o predomina la I_C quindi la I_t risulta in anticipo di fase sulla E.

Attenuazione alla seconda armonica.

Se il circuito è accordato ad una certa frequenza e ad essa offre una resistenza dinamica R_d ed un fattore di merito Q, ad una frequenza doppia esso offrirà una impedenza:

$$Z = \frac{2}{3} \cdot \frac{R_d}{Q}$$

SERIE DI CAPACITA' E RESISTENZA IN PARALLELO A SERIE DI INDUTTANZA E RESISTENZA

L'impedenza complessiva di un circuito costituito da una serie di capacità C e resistenza R_C in parallelo ad una serie di induttanza L e di resistenza R_L, ad una frequenza f è data da:

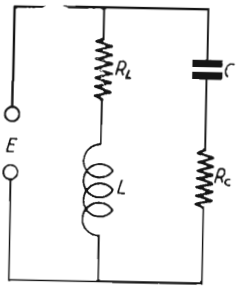


Fig. 59

$$\bar{Z} = \frac{A + JB}{(R_L + R_C)^2 + (X_L - X_C)^2}$$

e in valore assoluto:

$$|\mathbf{Z}| = \frac{\sqrt{\mathbf{A}^2 + \mathbf{B}^2}}{(\mathbf{R}_L + \mathbf{R}_C)^2 + (\mathbf{X}_L - \mathbf{X}_C)^2} \quad \text{dove}$$

$$A = (R_L R_C + X_L X_C)(R_L + R_C) + (R_C X_L - R_L X_C)(X_L - X_C)$$

$$B = (R_C X_L - R_L X_C)(R_L + R_C) - (R_L R_C + X_L X_C)(X_L - X_C)$$

La risonanza del circuito si verifica per,

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L\,C} - \frac{(R_L + R_C)^2}{4\,L^2}}$$

Per R_L e R_C trascurabili: $$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L\,C}}$$

Quando il circuito è in risonanza l'impedenza è data da:

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{L}}{(\mathbf{R}_L + \mathbf{R}_C)\ \mathbf{C}}$$

(Vedere in proposito quanto è detto a pag. 81).

L'andamento dell'impedenza e dell'angolo di fase in funzione della frequenza è dato rispettivamente dai grafici di fig. 60 e fig. 61.

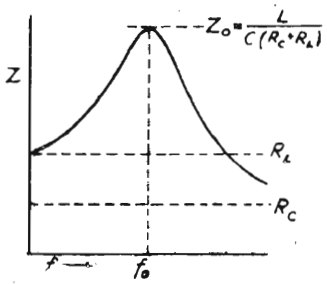


Fig. 60

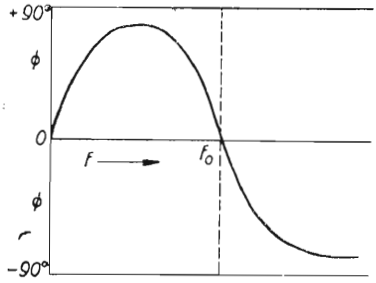


Fig. 61

Il valore dell'angolo di fase per dati valori di L, di C, di R_L, di R_C e di f è dato da:

$$tg\ \varphi = \frac{B}{A}$$

Relazioni fra $\cos\varphi$, $tg\ \delta$ e Q di un circuito.

Nella rappresentazione vettoriale di una corrente *svattata* nella quale cioè tensione e corrente non sono in fase, si indicano tensione e corrente con due vettori formanti fra loro un angolo φ (angolo di fase). Volendo rappresentare le impedenze del circuito, troviamo la R e la Z formanti

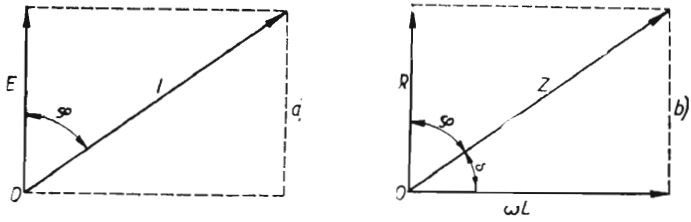


Fig. 62

fra loro lo stesso angolo φ per cui sono valide le note relazioni trigonometriche:

$$\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{Z}} = \cos\varphi; \qquad \frac{\omega L}{Z} = sen\,\varphi \qquad \text{e} \qquad \frac{\omega L}{R} = tg\,\varphi$$

L'angolo complementare $\delta = 90° - \varphi$ misura lo sfasamento fra la intensità di corrente risultante e la corrente che avrebbe luogo nel circuito se questo fosse costituito da reattanza pura. Esso rappresenta dunque lo sfasamento dovuto alle perdite ed e perciò detto *angolo di perdita.*

Dalla fig. 62 (*b*) si rilevano le seguenti relazioni:

$$\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{Z}} = \cos\varphi \qquad \text{(fattore di potenza)}$$

$$\frac{\omega \mathbf{L}}{\mathbf{R}} = \mathrm{tg}\,\varphi = \mathbf{Q} \qquad \text{(fattore di merito)}$$

$$\frac{\mathbf{R}}{\omega \mathbf{L}} = \frac{1}{\mathbf{Q}} = \mathrm{tg}\,\delta \qquad \text{(perdita)}$$

Se il circuito ha un buon fattore di merito l'angolo δ è piccolo, quindi $tg\,\delta$ ha valori molto bassi. Per valori molto piccoli dell'angolo δ si può ritenere $tg\,\delta \simeq cos\,\varphi$.

Determinazione dell'angolo di perdita ($tg\,\delta$) di un dielettrico (o di un condensatore).

Si misura il fattore di merito Q di un circuito oscillatorio nel quale entri a fare parte (oltre alla capacità variabile C' necessaria ad accordarlo alla frequenza voluta) un condensatore costituito da due placche parallele entro il quale va disposto il dielettrico in esame.

Si introduce poi il dielettrico e si misura di nuovo il fattore di merito Q_2 del circuito.

L'intromissione del dielettrico porterà una variazione ΔC della capacità di accordo.

Si avrà allora:

$$tg\,\delta = \frac{Q_1 - Q_2}{Q_1\,Q_2} \cdot \frac{C'}{\Delta C}$$

FILTRI DI BANDA (*)

FILTRO DI BANDA AD ACCOPPIAMENTO INDUTTIVO DIRETTO NON CARICATO

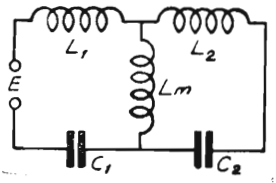


Fig. 63

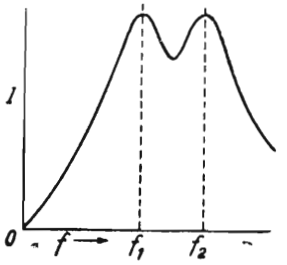


Fig. 64

Se i circuiti L_1 C_1 e L_2 C_2 sono accoppiati fra loro soltanto attraverso l'induttanza L_m, l'espressione generale dell'impedenza offerta al generatore è:

(*) Nota: Per i filtri di banda funzionanti negli stadi amplificatori e quindi con carico vedere da pag. 210 a pag. 217 e gli abaci N. 7 e N. 8 (a pag. 331).

ORDINE DI GRANDEZZA DEL FATTORE DI PERDITA ($tg\ \delta$ *in* 10^{-4}) DI ALCUNI ISOLANTI E DIELETTRICI PER AF.

λ in m	1000	100	6
f in kHz	300	3000	50.000
Quarzo	1	1	1,1
Ultra Calan	1	1	1,1
Mica	1,7	1,7	1,7
Quarzo cristallino fuso	1,8	1,8	1,7
Calan	3,6	2,8	2,5
Calit	4,1	3,7	3,2
Trolitul	4,1	3,7	5,4
Quarzo fuso opaco	5	5,5	7
Micalex	19	18	18
Ebanite	65	61	53
Porcellana	70	49	85
Bachelite	100	200	260
Pertinax	220	350	1000
Condensa C	7,2	4,1	2,8

$$Z = J \frac{\omega L_m \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + \omega L_m \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\omega L_m + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}$$

dove ω è dato da $2\pi f_1$, o da $2\pi f_2$ a seconda che si voglia conoscere l'impedenza offerta dal circuito alla frequenza f_1 o alla frequenza f_2 che sono le due frequenze di risonanza del complesso.

Se $f_a = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_m)\, C_1}}$ è la frequenza alla quale oscilla separatamente $L_1\, L_m\, C_1$ ed

$$f_b = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_2 + L_m)\, C_2}}$$ è la frequenza

alla quale oscilla separatamente $L_2\, L_m\, C_2$; quando in comune ai due cir) cuiti vi sia una induttanza L_m di accoppiamento si ottengono dal complesso $L_1\, C_1\, L_m\, L_2\, C_2$ due frequenze di risonanza diverse da f_a e f_b (fig. 64- il cui valore è definito da:

$$f_1 = \sqrt{\frac{f_a^2 + f_b^2 - \sqrt{(f_a^2 - f_b^2)^2 + 4\, k^2 f_a^2 f_b^2}}{2\,(1 - k^2)}}$$

$$f_2 = \sqrt{\frac{f_a^2 + f_b^2 + \sqrt{(f_a^2 - f_b^2)^2 + 4\, k^2 f_a^2 f_b^2}}{2\,(1 - k^2)}}$$

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{(L_1 + L_m)\,(L_2 + L_m)}}$$

Casi particolari.

1. - Se i due circuiti sono entrambi sintonizzati su di una stessa frequenza ($f_a = f_b$) si ha:

$$f_1 = \frac{f_a}{\sqrt{1 + k}} \qquad f_2 = \frac{f_a}{\sqrt{1 - k}}$$

2. - Accoppiamento lasco ($f_a = f_b$ e $L_m \ll L_1$ e L_2; $k \sim 0$)

$$f_1 = \sim f_2 = \sim f_a = \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_m)\, C_1}} = \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_2 + L_m)\, C_2}}$$

3. - Accoppiamento stretto ($f_a = f_b$ e $L_m \geqslant L_1$ e L_2; $k = 1$)

$$f_1 = \sim \frac{f_a}{\sqrt{2}} = \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{2\, L_m\, C_1}}; \; f_2 = \infty$$

4. - Circuiti uguali e isocroni:

$$C_1 = C_2 \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + 2\, L_m)\, C_1}}$$

$$L_1 = L_2 \qquad k = \frac{L_m}{L_1}$$

$$f_a = f_b \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1\, C_1}}$$

FILTRO DI BANDA AD ACCOPPIAMENTO INDUTTIVO INDIRETTO NON CARICATO

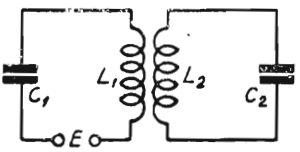


Fig. 65

Questo caso si riporta al precedente sostituendo ad L_m il coefficiente di mutua induzione M e tenendo presente che nel nuovo caso i valori di L_1 e L_2 sono maggiori entrambi di un valore L_m dai precedenti.

Posto che i due circuiti separatamente si accordino rispettivamente alle frequenze:

$$f_a = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1\, C_1}} \qquad \text{e} \qquad f_b = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2\, C_2}}$$

le due nuove frequenze a cui essi risuonano quando sono accoppiati sono date dalle stesse espressioni che danno f_1 e f_2 nel caso precedente (pag. 106). Il coefficiente di accoppiamento è dato da:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \, L_2}}$$

L'espressione generale dell'impedenza offerta al generatore è:

$$\overline{Z} = J \left[\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega \, C_1} \right) - \frac{(\omega M)^2}{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega \, C_2} \right)} \right]$$

CASI PARTICOLARI.

1. - I due circuiti sono sintonizzati alla stessa frequenza ($f_a = f_b$)

$$f_1 = \frac{f_a}{\sqrt{1 + k}} \qquad f_2 = \frac{f_a}{\sqrt{1 - k}}$$

2. - Accoppiamento lasco ($f_a = f_b$ e $M < L_1$ e L_2; $k = \sim 0$)

$$f_1 = \sim f_2 = \sim f_a = \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \, C_1}} = \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \, C_2}}$$

3. - Accoppiamento stretto ($f_a = f_b$ e $M > L_1$ e L_2; $k = 1$)

$$f_1 = \sim \frac{f_a}{\sqrt{2}} = \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{M \, C_1}} \qquad f_2 \cong \infty$$

4. - Circuiti uguali ed isocroni:

$f_a = f_b$

$$L_1' = L_2' \qquad k = \frac{M}{L_1} \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L + M) \, C_1}}$$

$$C_1 = C_2 \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 - M) \, C_1}}$$

FILTRO DI BANDA CON ACCOPPIAMENTO CAPACITIVO DIRETTO NON CARICATO

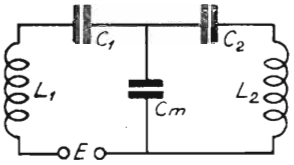


Fig. 66

In questo caso si considerano i due circuiti L_1 C_1 e L_2 C_2 accoppiati esclusivamente mediante la reattanza della capacità C_m.

Il coefficiente di accoppiamento fra i due circuiti è dato da:

$$k = \sqrt{\frac{C_1 \; C_2}{C_1 + C_m) \; (C_2 + C_m)}}$$

Posto che le pulsazioni (relative alle due frequenze alle quali oscillerebbero i due circuiti se fossero indipendenti) siano:

$$\omega_a = \sqrt{\frac{C_1 + C_m}{L_1 \; C_1 \; C_m}} \qquad \text{dove } \omega_a = 2 \pi f_a$$

$$\omega_b = \sqrt{\frac{C_2 + C_m}{L_2 \; C_2 \; C_m}} \qquad \text{dove } \omega_b = 2 \pi f_b$$

si possono ricavare le frequenze alle quali i circuiti oscillano quando sono accoppiati:

$$f_1 = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 + \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4 k^2 \omega_1^2 \omega_2^2}}{8 \pi^2}}$$

$$f_2 = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 - \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4 k^2 \omega_1^2 \omega_2^2}}{8 \pi^2}}$$

Se i due circuiti sono accordati separatamente sulla stessa frequenza per cui $f_a = f_b$; quando essi vengono accoppiati daranno luogo a due frequenze di risonanza ossia:

$$f_1 = \frac{f_a}{\sqrt{1 + k}} \qquad f_2 = \frac{f_b}{\sqrt{1 - k}}$$

FILTRI DI BANDA CON ACCOPPIAMENTO CAPACITIVO INDIRETTO NON CARICATO

In questo caso si considerano i due circuiti L_1 C_c e L_2 C_d accoppiati esclusivamente attraverso alle capacità C_a e C_b.

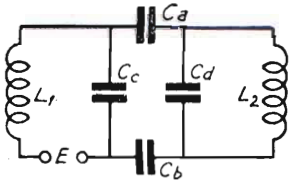


Fig. 67

L'espressione generale dell'impedenza (vista dal generatore) è data da:

$$\bar{Z} = J \left[\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_c} \cdot \frac{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_d}\right) \frac{1}{\omega C'} + \frac{L_2}{C_d}}{\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_d}\right) \frac{1}{\omega C''} + \frac{L_2}{C_d}} \right]$$

dove $C' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{C_a} + \dfrac{1}{C_b}}$ e $C'' = \dfrac{1}{\dfrac{1}{C_a} + \dfrac{1}{C_b} + \dfrac{1}{C_c}}$

Se i due circuiti (composti rispettivamente da L_1 con le varie capacità connesse e da L_2 con le varie capacità connesse) sono tali da risuonare separatamente alle frequenze:

$$f_a = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \left(C_c + \dfrac{C_d\, C'}{C_d + C'}\right)}}$$

$$f_b = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 \left(C_d + \dfrac{C_c\, C'}{C_c + C'}\right)}}$$

le due nuove frequenze a cui risuona il complesso costituito dai due circuiti accoppiati sono date dalle formule analoghe che figurano a pag. 108.

Il coefficiente di accoppiamento è dato dall'espressione:

$$k = \frac{C'}{\sqrt{(C_c + C')\,(C_d + C')}}$$

Casi particolari.

1° Se i due circuiti sono accoppiati strettamente ($k = 1$) si ha:

$$f_1 = \sim 0; \qquad f_2 = \sim f_a \sqrt{2}$$

$$f_2 = \sim \frac{1}{\pi \sqrt{2L_1 (C_c + C_d)}} = \sim \frac{1}{\pi \sqrt{2L_2 (C_c + C_d)}}$$

2° Se i circuiti sono identici:

$f_a = f_b$

$L_1 = L_2 \qquad f_1 = \sim \dfrac{1}{2\pi \sqrt{L_1 (C_c + 2C')}}; \quad f_2 = \sim \dfrac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$

$C_c = C_d$

$$k = \frac{C'}{C_c + C'}$$

FILTRI

Il filtro più semplice (o ad L) è costituito da un'unica cellula ed è rappresentato in fig. 68. Per semplificare la trattazione si suppone che Z_1 e Z_2

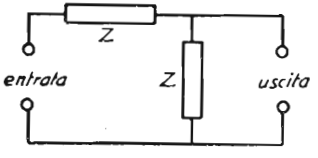


Fig. 68

siano costituite da reattanze pure (senza resistenza) e che le impedenze del generatore e dell'utilizzatore (ossia di ingresso e di uscita) siano uguali e costituite da resistenze pure.

Il filtro di fig. 68 si comporta come un partitore di potenziale nel quale il rapporto Z_1/Z_2 varia al variare della frequenza.

Condizione fondamentale dei filtri.

Perchè una corrente di data frequenza passi dall'ingresso all'uscita di un filtro è necessario che per essa si verifichi la relazione:

$$-1 < \frac{Z_1}{4\,Z_2} < 0$$

Le frequenze per le quali si realizzano le condizioni:

$$\frac{Z_1}{4\,Z_2} = -1 \qquad \text{ossia } Z_1 = -4\,Z_2 \qquad \text{ed} \qquad \frac{Z_1}{4\,Z_2} = 0$$

sono le frequenze-limite della banda passante o frequenze di frontiera.

La condizione $\frac{Z_1}{4\,Z_2} = 0$ si può verificare tanto per $Z_1 = 0$ con $(Z_2 \neq 0)$ che per $Z_2 = \infty$ con $(Z_1 \neq \infty)$.

Le frontiere dei filtri non hanno generalmente caratteristiche uguali (es. fig. 75).

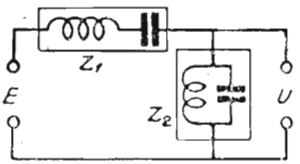


Fig. 69

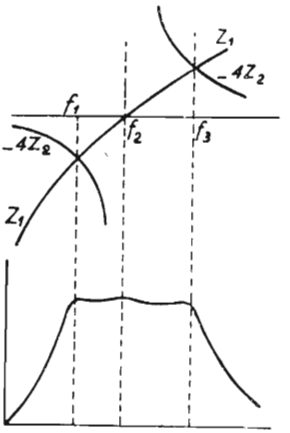


Fig. 70

Per ottenere frontiere di caratteristiche uguali si deve verificare per esse che Z_1 diventi $= 0$ quando $Z_2 = \infty$. Per ottenere ciò si deve verificare la condizione:

$$Z_1\,Z_2 = \text{costante}$$

In questo caso (fig. 70) le due bande passanti $f_1 - f_2$ e $f_2 - f_3$ sono adiacenti e costituiscono quindi una unica banda $f_1 - f_3$ con frontiere a caratteristiche simili.

Riguardo alle frequenze che *si vogliono far passare*, il filtro si può realizzare in due modi rispetto alle condizioni di Z_1 e Z_2 e cioè:

1° rendere $Z_1 = 0$ e mantenere $Z_2 > 0$

2° rendere $Z_2 = \infty$ e mantenere $Z_1 < \infty$

Riguardo alle frequenze che *non si vogliono far passare* il filtro si può realizzare in due modi rispetto alle condizioni di Z_1 e Z_2 e cioè:

1° rendere $Z_1 = \infty$ e mantenere $Z_2 \neq \infty$

2° rendere $Z_2 = 0$ e mantenere $Z_1 \neq 0$.

Tipi derivati.

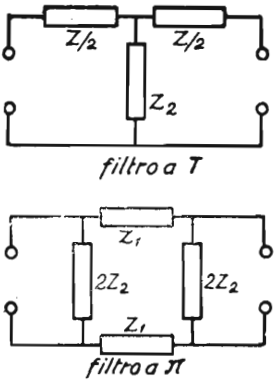


Fig. 71

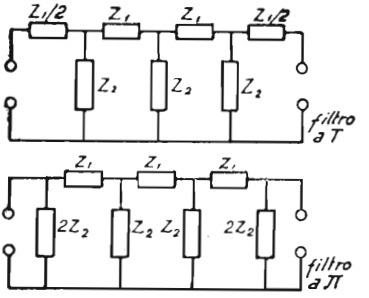


Fig. 72

Impedenza offerta dal filtro all'ingresso.

Se un filtro ha i terminali di uscita connessi ad una impedenza esterna Z_u, l'impedenza di entrata Z_e (ossia quella offerta dal filtro dall'ingresso) è data da:

Per filtro a T

$$Z_e = \frac{Z_1}{2} + \frac{1}{\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{\frac{Z_1}{2} + Z_u}}$$

per filtro a π

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{2\,Z_2} + \frac{1}{Z_1 + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_u}}}$$

Esiste un valore K di impedenza di uscita (Z_u) per il quale l'impedenza offerta all'ingresso di ogni cellula e quindi anche di tutto il filtro è K (per cui si verifica la condizione $Z_e = Z_u$). Detto valore di impedenza è detto **impedenza iterativa** del filtro. La impedenza iterativa è quella che consente di ottenere il migliore funzionamento del filtro.

L'impedenza iterativa per cellula a T è:

$$K_T = \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}$$

e per cellule a π è:

$$K\pi = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}}$$

Fra le impedenze iterative nei due casi esistono le relazioni:

$$K\pi = \frac{Z_1 Z_2}{K_T} \qquad K_T = \frac{Z_1 Z_2}{K\pi}$$

L'impedenza iterativa non è costante alle varie frequenze della zona passante essa ha per le cellule a π l'andamento della curva punteggiata di fig. 73 e per le cellule a T l'andamento della linea a tratto continuo.

Per i filtri nei quali $Z_1 Z_2$ = costante, si deve tener presente *l'impedenza d'uscita* (*e quindi anche d'entrata*) *il più possibile prossima a* $\sqrt{Z_1 Z_2}$

Gli americani usano indicare l'espressione, $\sqrt{Z_1 Z_2}$ con la lettera K, da ciò deriva la distinzione dei filtri in:

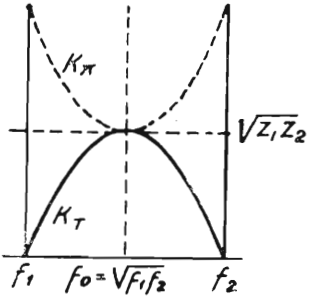


Fig. 73

Filtri ad K costante (o ad impedenza media costante) nei quali $K = Z_1 Z_2$ si mantiene costante con la frequenza. Per tali filtri l'attenuazione si mantiene pressochè costante per tutte le frequenze della banda passante.

Filtri ad M (derivati), sono questi costituiti in modo da presentare una attenuazione praticamente infinita per determinate frequenze.

Per ottenere questa condizione è necessario modificare le impedenze dei filtri a K costante. Il rapporto m secondo il quale vanno modificate le suddette impedenze dipende dalle frequenze alle quali si vuole avvenga il taglio o si abbia attenuazione infinita. La relazione fra il rapporto m e le frequenze viene definito caso per caso. Quanto più basso è il valore di m e tanto più brusco è il taglio del filtro.

Il filtro a « K costante » non differisce dal filtro ad m che per avere il coefficiente $m = 1$

I casi che vengono qui di seguito illustrati si riferiscono a resistenze di ingresso e di uscita prossimi a 1000 ohm. Per i filtri a M, a valori di m prossimi a 0,6.

DATI PER IL PROGETTO DI FILTRI

Ia) Filtro passa basso (tipo a k costante).

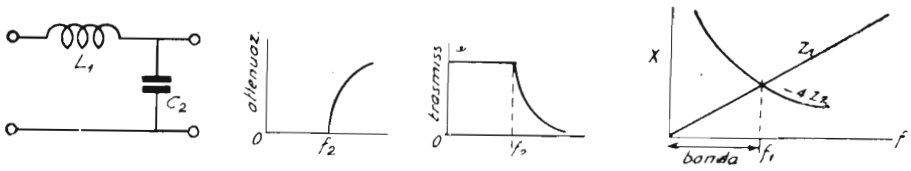


Fig. 74

$$L_1 = \frac{R}{\pi f_2} \qquad C_2 = \frac{1}{\pi f_2 R}$$

Ib) Filtro passa basso (tipo « m »).

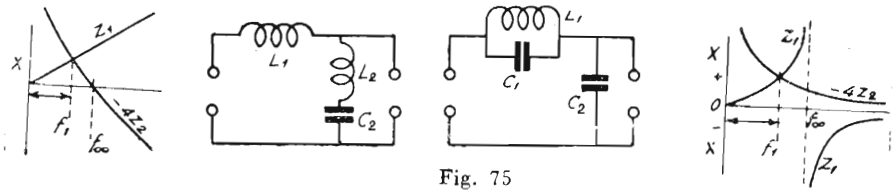
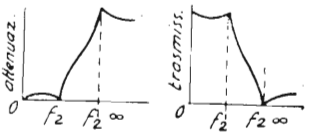


Fig. 75

$$L_1 = \frac{mR}{\pi f_2} \qquad L_1 = \frac{mR}{\pi f_2}$$

$$L_2 = \frac{(1 - m^2)\ R}{4\pi m f_2} \qquad C_2 = \frac{m}{\pi f_2 R} \qquad C_1 = \frac{1 - m^2}{4\pi m f_2 R}$$

$$C_2 = \frac{m}{\pi f_2 R} \qquad m = \sqrt{1 - \frac{f_2^2}{f^2\infty}}$$



in cui $f\infty$ = frequenza con attenuazione infinita.

IIa) Filtro passa alto (k cost.).

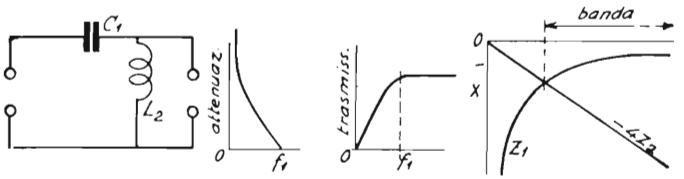


Fig. 76

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_1 R} \qquad L_2 = \frac{R}{4\pi f_2}$$

IIb) Filtro passa alto (tipo « m »).

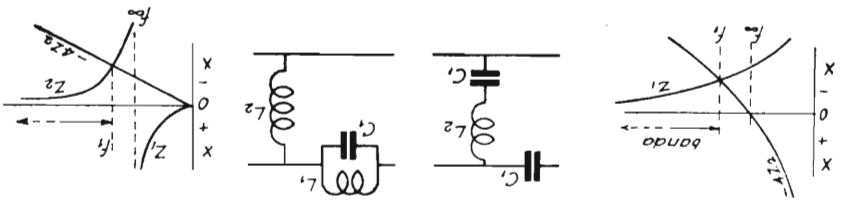
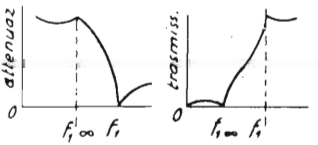


Fig. 77

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_1 m R}; \quad L_2 = \frac{R}{4\pi f_1 m} \quad \Big| \quad L_1 = \frac{mR}{(1 - m^2)\ \pi f_1}; \quad C_1 = \frac{1}{4\pi f_1 m R}$$

$$C_2 = \frac{m}{(1 - m^2)\ \pi f_1 R} \qquad L_2 = \frac{R}{4\pi f_1 m}$$



$$m = \sqrt{f - \frac{f_{1\infty}^2}{f_1^2}}$$

IIIa) FILTRO PASSA BANDA (k. cost.).

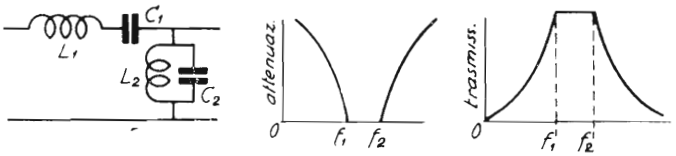
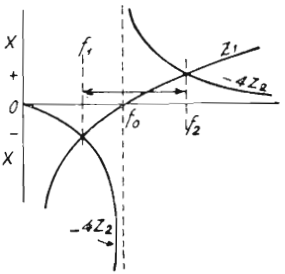


Fig. 78

$$L_1 = \frac{R}{\pi\,(f_2 - f_1)} \qquad L_2 = \frac{(f_2 - f_1)\,R}{4\pi f_2 f_1}$$

$$C_1 = \frac{(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2 R} \qquad C_2 = \frac{1}{\pi\,(f_2 - f_1)\,R}$$



IIIb) FILTRO PASSA BANDA (« m »).

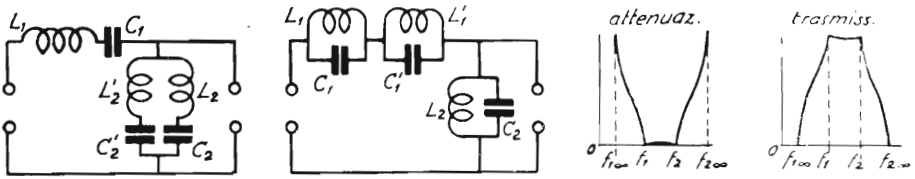


Fig. 79

$$L_1 = \frac{mR}{\pi\,(f_2 - f_1)} \qquad L_1 = \frac{(f_2 - f_1)\,R}{4\pi f_1 f_2 b}$$

$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 m R} \qquad C_1 = \frac{a}{\pi\,(f_2 - f_1)\,R}$$

segue

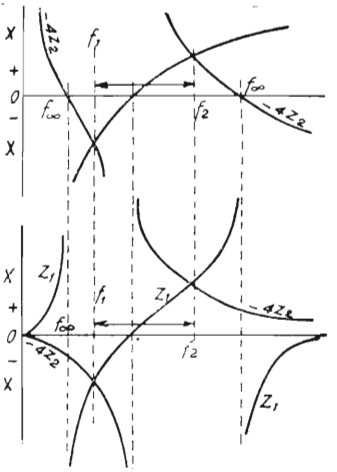
seguito

$$L_2 = \frac{aR}{\pi\,(f_2 - f_1)} \qquad L'_1 = \frac{(f_2 - f_1)\,R}{4\pi f_1 f_2 a}$$

$$C_2 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 bR} \qquad C'_1 = \frac{b}{\pi\,(f_2 - f_1)\,R}$$

$$L'_2 = \frac{bR}{\pi\,(f_2 - f_1)} \qquad L_2 = \frac{(f_2 - f_1)\,R}{4\pi f_1 f_2 m}$$

$$C'_2 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 aR} \qquad C_2 = \frac{m}{\pi\,(f_2 - f_1)\,R}$$



dove:

$$m = \frac{h}{1 - \dfrac{f_1 f_2}{f_2^2{}_\infty}} \qquad h = \sqrt{\left(1 - \frac{f_2^2}{f^2{}_\infty}\right)\left(1 - \frac{f_2^2}{f_2^2{}_8}\right)}$$

$$a = \frac{(1 - m^2)\,f_1 f_2}{4hf_1{}^2{}_\infty}\left(1 - \frac{f_1{}^2{}_\infty}{f_2{}_\infty}\right) \qquad b = \frac{1 - m^2}{4h}\left(1 - \frac{f_1{}^2{}_\infty}{f_2{}_\infty}\right)$$

$$f_1{}_\infty = \frac{f_1 f_2}{f_2{}_\infty}$$

IVa) Filtro eliminatore di banda (tipo a k costante).

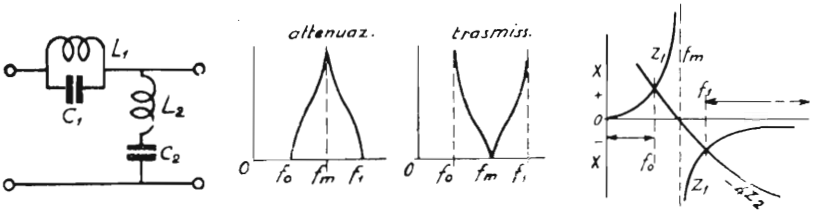


Fig. 80

$$L_1 = \frac{(f_1 - f_o)\ R}{\pi f_o\ f_1} \qquad L_2 = \frac{R}{4\pi\ (f_o - f_1)}$$

$$C = \frac{1}{4\pi\ (f_1 - f_o)\ R} \qquad C_2 = \frac{f_1 - f_o}{\pi R f_o f_1}$$

$$f_m = \sqrt{f_o f_1}$$

IVb) Filtro eliminatore di banda (tipo m.).

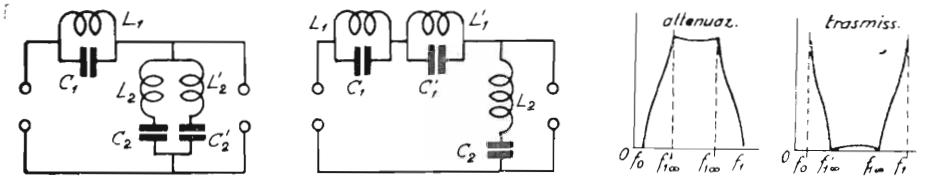
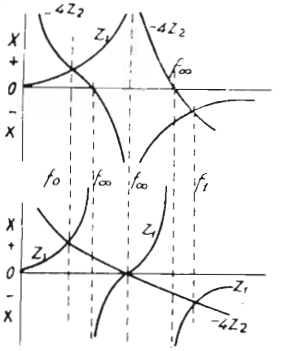


Fig. 81

$$L_1 = \frac{mR\ (f_1 - f_o)}{\pi f_o f_1} \qquad L_1 = \frac{(f_1 - f_o)\ R}{\pi f_o f_1 b}$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi\ (f_1 - f_o)\ mR} \qquad C_1 = \frac{a}{4\pi\ (f_1 - f_o)\ R}$$

$$L_2 = \frac{aR}{4\pi\ (f_1 - f_o)} \qquad L' = \frac{(f_1 - f_o)\ R}{\pi f_o f_1 a}$$



segue

seguito

$$C_2 = \frac{f_1 - f_o}{\pi f_o f_1 b R} \qquad C'_1 = \frac{b}{4\pi\,(f_1 - f_o)\,R}$$

$$L'_2 = \frac{bR}{4\pi\,(f_1 - f_o)} \qquad L_2 = \frac{R}{4\pi\,(f_1 - f_o)\,b}$$

$$C'_2 = \frac{f_1 - f_o}{\pi f_o f_1 a R} \qquad C_2 = \frac{m\,(f_1 - f_o)}{\pi f_o f_1 R}$$

dove:

$$N = \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{f_o^2}{f_{1\,\infty}}\right)\left(1 - \frac{f_{1\,\infty}^2}{f_1^2}\right)}{1 - \frac{f_o}{f_1}}} \qquad a = \frac{1}{m}\left(1 + \frac{f_o f_1}{f_{1\,\infty}^2}\right)$$

$$f'_1|_o = \frac{f_o f_1}{f_{1\,\infty}}$$

$$b = \frac{1}{m}\left(1 + \frac{f_{1\,\infty}^2}{f_o f_1}\right)$$

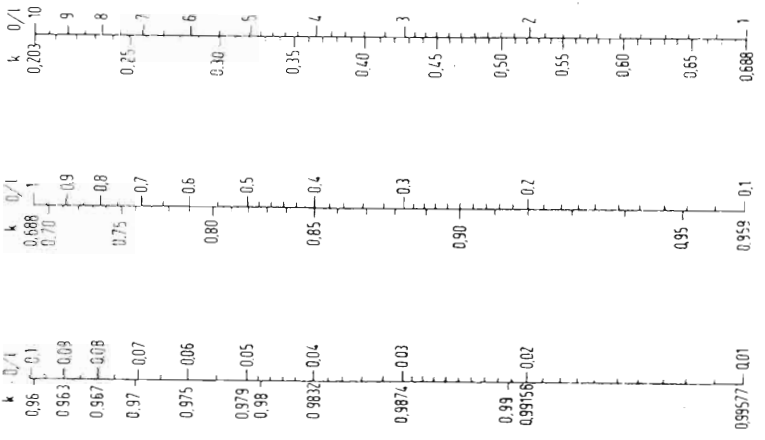


Fig. 82

PROGETTAZIONE PRATICA DELLE PARTI DI UN CIRCUITO OSCILLATORIO

INDUTTANZE

Note che siano le due frequenze limiti della banda che si vuole far coprire al circuito oscillatorio, è facile mediante le formole di pag. 88 che qui vengono riprodotte, conoscere il valore da assegnare alla induttanza e alla capacità variabile.

$$\frac{f_1}{f_1}\sqrt{\frac{\Delta C + C_o}{C_o}} \qquad \text{e} \qquad L = \frac{1}{\omega^2 (\omega C + C_o)}$$

$$\Delta C + C_o = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 C_o \qquad (\text{dove } \omega = 2\pi f_1)$$

La formola $\Delta C + C_o = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 C_o$ ci permette di conoscere la capacità totale del condensatore variabile, nota che sia la capacità residua (che può essere prefissata entro vasti limiti, essendo sempre possibile variare la capacità residua del variabile aggiungendovi condensatori fissi o semifissi), dopo di che è facile ricavare la L.

Noto il valore di L si devono definire le caratteristiche costruttive della bobina. Queste possono essere variate in infiniti modi a seconda delle esigenze di forma, di ingombro ecc.

Gli elementi che influiscono sull'induttanza sono:

a) il diametro della bobina (parte avvolta) D

b) la lunghezza della bobina (parte avvolta) L

c) il numero di spire avvolte N.

Noti due elementi è sempre possibile ricavare il terzo.

Generalmente si prefissano i due primi elementi e si ricava il terzo, infatti questi sono generalmente imposti dalla forma del supporto. dalle dimensioni d'ingombro ecc.

A seconda dei valori prescelti per D e per l varia il tipo di avvolgimento da effettuare.

Così, se l è uguale o maggiore di D e si prevede che il numero di spire non sia molto grande, l'avvolgimento potrà essere effettuato a spirale cilindrica di uno o più strati.

Se l è minore di D ed entrambi sono piccoli, se il numero di spire non è indifferente si dovrà fare un avvolgimento a nido d'ape o simili. La casistica è grande e quindi non è possibile fornire norme precise in proposito.

Bobine cilindriche.

Il tipo di bobina più facilmente realizzabile è quello a spirale cilindrica, per esso è valida la formola di Nagaoka che qui diamo in forma approssimata.

$$L = \frac{4\,\pi^2\,R^2\,n^2\,k}{1000}$$

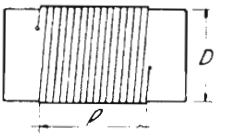


Fig. 83

dove $4\pi^2 = 40$ circa.

R = raggio della bobina in cm $= D/2$

n = numero di spire per cm

k = coefficiente che si ricava dalla fig. 82 in funzione di $\frac{D}{l}$

L = induttanza in μH.

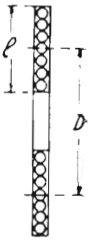


Fig. 84

Dalla predetta formola si ricava facilmente

$$n = \sqrt{\frac{100\,L}{D^2\,k}} = \frac{10}{D}\sqrt{\frac{L}{k}}$$

essendo noto l, facendo il prodotto di n per l si ricava N.

L'abaco N. 9 *a pag.* 335 *dà direttamente i valori cercati senza alcuna operazione* per bobine a spirale cilindrica.

Bobine a spirale piatta.

Vale anche per questo tipo di bobina la formola di Nagaoka purchè come diametro si intenda il diametro medio della bobina e come lunghezza si intenda la distanza intercorrente fra gli assi rispettivi del conduttore della prima e della ultima spira (vedi fig. 84).

Induttanza di una spira circolare.

L'induttanza di una spira circolare di perimetro l centimetri formata da un conduttore di diametro d centimetri è data in μH da:

$$L = l \left(4{,}6 \log_{10} \frac{4\,l}{d} - 4{,}9\right)$$

Spira quadrata: vale la formola precedente con la differenza che il sottraendo è 5,7 in luogo di 4,9.

Induttanza di un conduttore rettilineo.

L'induttanza di un conduttore rettilineo di lunghezza l (centimetri) e di diametro d (centimetri) è data in μH da:

$$L = l \left(4{,}6 \log_{10} \frac{2\,l}{d} - 2\right)$$

Bobine a nido d'ape.

Tipo industriale comune compatto.

L'induttanza di una bobina a nido d'ape di tipo compatto industriale è data da:

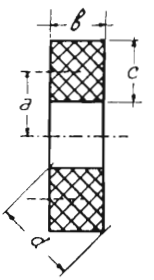


Fig. 85

per b maggiore di c:

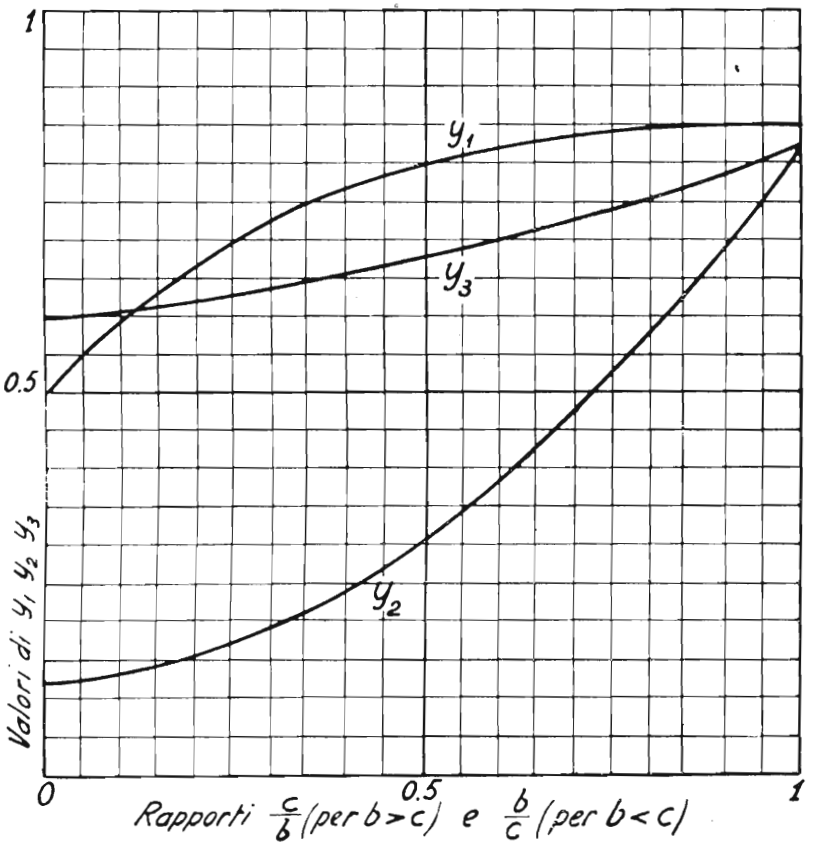
$$L = 0{,}01257\, a\, N^2 \left[2{,}303 \left(1 + \frac{b^2}{32\,a^2} + \frac{c^2}{96\,a^2}\right) \log_{10} \frac{8\,a}{d} - y_1 + \frac{b^2}{16\,a^2}\, y_2 \right]$$

$$N = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{0{,}01257\, a \left[2{,}303 \left(1 + \frac{b^2}{32a^2} + \frac{c^2}{96a^2}\right) \log_{10} \frac{8\,a}{d} - y_1 + \frac{b^2}{16a^2}\, y_2 \right]}}$$

e per b minore di c:

$$L = 0{,}01257\, a\, N^2 \left[2{,}303 \left(1 + \frac{b^2}{32a^2} + \frac{c^2}{96a^2}\right) \log_{10} \frac{8\,a}{d} - y_1 + \frac{c^2}{16a^2}\, y_3 \right]$$

$$N = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{0{,}01257\, a \left[2{,}303 \left(1 + \frac{b^2}{32a^2} + \frac{c^2}{96a^2}\right) \log_{10} \frac{8\,a}{d} - y_1 + \frac{c^2}{16a^2}\, y_3 \right]}}$$



I valori di y_1, y_2 e y_3 sono dati dall'abaco sopra riportato.

Altri dati inerenti le bobine a nido d'ape sono forniti dall'abaco N° 10 a pag. 339.

Altri dati di bobine già realizzate sono contenuti a pag. 132.

AVVOLGIMENTI RACCHIUSI ENTRO LO SCHERMO

Le caratteristiche di induttanza e di fattore di merito di una bobina possono subire sensibili variazioni ad opera dello schermo entro il quale essa viene disposta.

L'azione dello schermo può essere paragonata a quella di una spira di raggio equivalente in corto circuito disposta intorno alla bobina, essa produce cioè una riduzione della induttanza ed un peggioramento del fattore di merito.

La riduzione di induttanza e del fattore di merito è tanto più manifesta quanto lo schermo è più aderente alla bobina, è quindi della massima importanza che il diametro della bobina sia molto piccolo rispetto a quello dello schermo.

L'induttanza (L_1) che assume una bobina racchiusa nello schermo è legata al valore di induttanza L della bobina stessa quando si trova fuori schermo, dalla relazione:

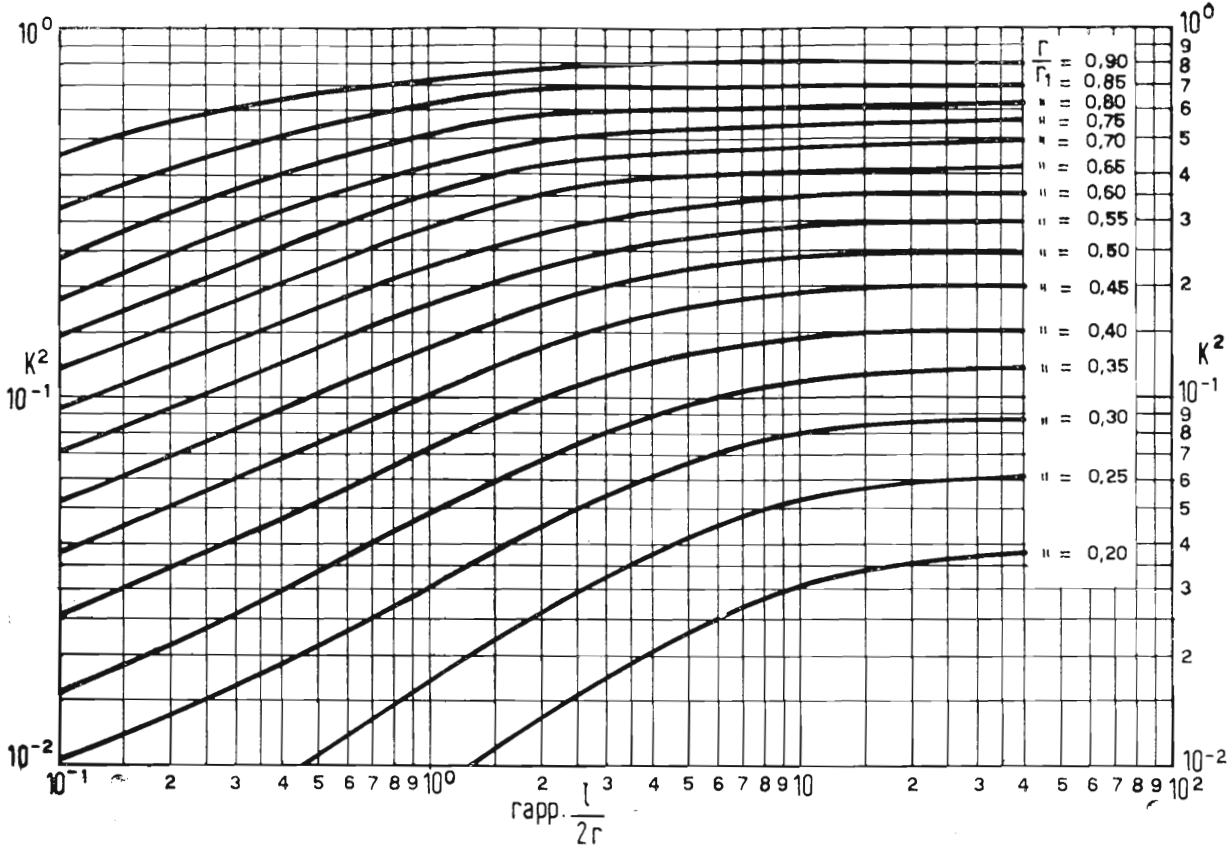
$$L_1 = L\ (1 - k^2).$$

Il coefficiente k di accoppiamento fra bobina e schermo è dato dal grafico di pag. 125 in funzione del rapporto fra lunghezza (l) ed il raggio (r) della bobina, per alcuni valori del rapporto fra il raggio della bobina (r) e il raggio dello schermo (r_1).

Nota la lunghezza l in cm della bobina ed il raggio r in cm della medesima, si divida la prima per il doppio del secondo, si cerchi poi lungo la base del grafico il numero che corrisponde al quoziente ottenuto.

Si divida poi il raggio della bobina (in cm) per il raggio dello schermo e si identifichi la curva contraddistinta dal numero corrispondente a questo nuovo quoziente.

La perpendicolare innalzata dalla base nel punto trovato incontrerà la curva in un punto al quale corrisponderà sul lato verticale del grafico il valore cercato di k^2.


10^0
K^2
10^{-1}
10^{-2}
10^{-1} 2 3 4 5 6 7 8 9 10^0 2 3 4 5 6 7 8 9 10 2 3 4 5 6 7 8 9 10^2
rapp. $\frac{l}{2r}$
$\frac{r}{r_1}$ = 0,90
" = 0,85
" = 0,80
" = 0,75
" = 0,70
" = 0,65
" = 0,60
" = 0,55
" = 0,50
" = 0,45
" = 0,40
" = 0,35
" = 0,30
" = 0,25
" = 0,20

La riduzione del fattore di merito dipende principalmente dal fatto che lo schermo si comporta come un circuito secondario non privo di resistenza, e quindi atto a dissipare energia in calore, le cui perdite si riflettono sul primario peggiorandone il fattore di merito. Per questo motivo è bene fare uso di schermi buoni conduttori di elettricità (rame, alluminio).

L'inclusione della bobina nello schermo ha anche come conseguenza un aumento della capacità distribuita della bobina medesima.

Su tale aumento ha una influenza sensibile il diametro del conduttore con il quale è avvolta la bobina e la distanza che intercorre fra la superficie della bobina e la superficie dello schermo.

BOBINE PER A F CON NUCLEO DI FERRO

Il campo magnetico di una bobina può essere notevolmente intensificato mediante l'uso di nuclei di ferro.

Nel caso di bobine per frequenze alte i comuni nuclei di ferro, sia pure al silicio e lamellari, non si prestano a funzionare perchè presentano ingentissime perdite per isteresi e per correnti di Foucault.

I nuclei per alta frequenza sono costituiti da un miscuglio di granuli di ferro puro dal diametro di 1 a 15 millesimi di millimetro, con vernici isolanti a minime perdite.

Nel miscuglio il ferro figura per il 95% in peso e la vernice per il 5 per cento.

I nuclei così ottenuti hanno un peso specifico di 4,8 contro 7 del ferro puro e presentano una permeabilità media di 12-18 unità (usando nel miscuglio ferro di 500 unità). Tale permeabilità è pressochè costante dalle basse frequenze sino a frequenze molto elevate (dell'ordine di due MHz).

I nomi che vengono dati dalle varie Case al materiale in oggetto sono vari, i più noti sono: *Poliferro*, *Ferrocart*, *Draloperm* e *Sirufer*.

L'intromissione del nucleo nella bobina produce un notevole aumento del coefficiente di autoinduzione di questa (che può raggiungere un valore maggiore di alcune volte il proprio).

Per questo motivo, quando si vuole realizzare una bobina di determinata induttanza con un nucleo di ferro, è necessario avvolgere un numero minore di spire di quelle che si dovrebbero avvolgere se non vi fosse il ferro.

La riduzione del numero di spire consente di ridurre la lunghezza del conduttore avvolto e con essa il valore di resistenza complessiva di questo.

Si ha dunque nella espressione del fattore di merito: $Q = \frac{\omega L}{R}$

una sensibile riduzione di R pur rimanendo costanti ω ed L.

L'intromissione del nucleo porta dunque in generale ad un aumento sensibile del fattore di merito (Q) *delle bobine*, tale aumento può raggiungere e superare il 100%.

Il miglioramento si consegue non ostante il fatto che il nucleo presenta per conto suo delle perdite principalmente per isteresi.

A frequenze molto alte le perdite proprie del nucleo possono essere tali da neutralizzare i vantaggi che derivano dal suo impiego (verso i 30 MHz) o da peggiorare addirittura il fattore di merito della bobina (oltre i 60 MHz).

La qualità del nucleo è tanto migliore quanto più piccoli sono i granuli.

Nelle onde corte il nucleo non viene usato se non in quei casi in cui esso può utilmente servire per variare a piacere il valore di induttanza della bobina.

L'aumento di induttanza derivante dall'impiego del nucleo dipende notevolmente dalla forma del nucleo stesso ossia dalla riluttanza magnetica che esso offre.

L'aumento è massimo per nuclei a circuito magnetico chiuso, che consentono anche di ridurre fortemente il flusso disperso e quindi di attenuare notevolmente gli effetti derivanti dalla vicinanza dello schermo eventuale che racchiude la bobina.

Anche la forma relativa della bobina e del nucleo possono avere una notevole influenza sulla entità della variazione di induttanza causata dalla intromissione del nucleo; infatti se la bobina è di piccolo diametro e molto lunga, quando si introduce il nucleo si aumenta fortemente l'accoppiamento delle spire estreme e l'induttanza può crescere fino ad un massimo di circa 10 volte il suo valore iniziale.

Questo comportamento è sfruttato nei ricevitori con accordo ad induttanze variabili. Per induttanze di questo tipo il flusso disperso è notevole, è quindi da evitare la vicinanza di parti metalliche.

L'elemento attraverso il quale si valuta l'efficacia della applicazione del nucleo di ferro è la permeabilità utile (μ_u), essa si può conoscere facilmente quando siano noti i valori di induttanza di una bobina col ferro e senza ferro.

Se L_a è il valore di induttanza della bobina in aria ed L_t è il valore della medesima quando è introdotto il nucleo, l'incremento di induttanza è dato da: $L_f = L_t - L_a$ e la permeabilità utile è data da:

$$\mu_u = \frac{L_a + L_f}{L_a}$$

I valori medi di permeabilità utile si aggirano intorno a 4 per nuclei a circuito magnetico chiuso e a 2,5 per nuclei a circuito magnetico aperto (vedi pag. 131).

IL « FERROXCUBE »

Fra i materiali ferromagnetici per nuclei merita speciale menzione il Ferroxcube della Soc. Philips.

Questo materiale è del tipo ceramico ed è caratterizzato dall'alta permeabilità e dalla minima ritentività.

Tutti i tipi di Ferroxcube sono delle ferriti a struttura cristallina cubica ossia dei composti omogenei di ossido di ferro e uno o più ossidi metallici.

Questo materiale si realizza in due tipi: Il « ferroxcube » 3 (ferriti di manganese e zinco) e il « ferroxcube » 4 (ferrite di nichel e zinco).

Il limite di applicazione del Fx. 3 è per fattori di merito elevati di circa 500 kHz e per trasformatori aperiodici di 10 MHz.

L'Fx. 4 è invece particolarmente adatto a funzionare efficacemente fino a 100 MHz.

Il Ferroxcube trova notevoli applicazioni sia nel campo delle alte frequenze che delle basse, ricordiamo i nuclei per i trasformatori di riga per televisione, le antenne interne a bastoncino magnetico, i nuclei per bobine ad AF ad alto Q, i nuclei toroidali (a scatola) per bassa frequenza. La tabella che segue dà un quadro delle varietà di ferroxcube e del campo di applicazione a cui meglio si addicono.

Le varietà per basse frequenze hanno valori di permeabilità che superano di gran lunga quelle del lamierino di ferro.

Ferroxcube tipo 3	3A	Trasformatori a bassa induzione, μ alto		
	3B	Minime perdite stabilità alta	3B1	per $f < 20$ kHz
			3B2	per f da 20-150 MHz
			3B3	per f superiori a 150 kHz
			3B4	per $b\ f$
	3C2	Forte induzione, alta temperatura. Trasformatori di riga per EAT (telev)		
Ferroxcube tipo 4	4A	Per frequenze minori di 0.5 MHz analogo a 3B3 ma adatto a prezzi grossi		
	4B	Per frequenze da 0.5 a 2 Mz		
	4C	Per frequenze da 2 a 5 MHz		
	4D	Per frequenze da 5 a 20 MHz		
	4E	Per frequenze da 20 MHz in su		

AVVOLGIMENTI CON FILI A DIVERSI CAPI (Litz)

Se il conduttore impiegato nella costruzione d'una bobina è costituito da un unico filo pieno, la corrente ad A F circola soltanto alla superficie di questo e la resistenza che esso offre alla detta corrente è pertanto molto elevata.

Sotto tale rapporto è notevole il vantaggio che si consegue con l'impiego di filo a capi multipli divisi (filo Litz) costituito cioè da un mazzetto di fili di rame isolati fra loro.

In questo caso infatti la somma delle superfici di tutti i conduttori singoli dà una superficie notevolmente maggiore di quella che offrirebbe un conduttore pieno della stessa sezione complessiva.

A questa condizione si può aggiungere quella che mentre in un filo pieno di notevole sezione si possono formare correnti parassite considerevoli quando esso sia tagliato da linee di forza del campo magnetico ad A F disperso, in un conduttore a capi divisi tali correnti assumono proporzioni molto minori.

I conduttori a capi divisi vengono costruiti in vari tipi che si differenziano per il numero dei fili e per il diametro di questi.

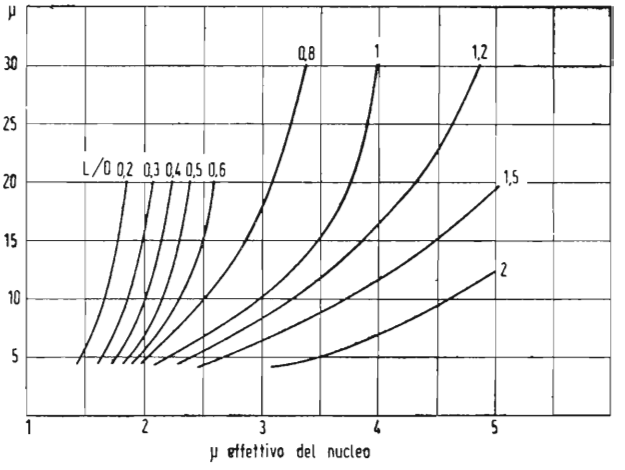
I conduttori impiegati più comunemente per le bobine dei ricevitori sono del tipo 20 × 0,05 (ossia 20 fili da 0,05 mm) o 10 × 0,05, per trasmissione si usano conduttori a capi divisi costituiti anche da migliaia di fili.

In generale i risultati migliori si conseguono con conduttori costituiti da fili molto sottili e numerosi, il fattore di merito della bobina può subire sensibili miglioramenti ed in qualche caso anche raddoppiare rispetto a quello che si ottiene col filo pieno.

E' molto importante che durante l'esecuzione dell'avvolgimento il conduttore sia mantenuto sufficientemente teso ma non tanto che qualcuno dei fili che lo compongono abbia a rompersi.

SUSCETTANZA EFFETTIVA DI UN NUCLEO DI POLIFERRO

Fig. 86



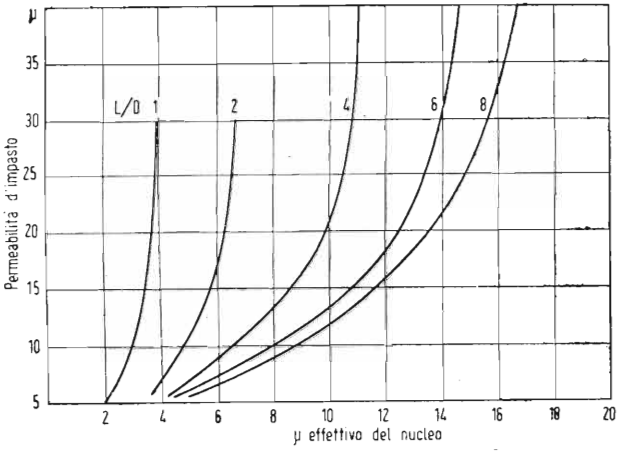


Fig. 87

L lunghezza del nucleo in cm.
l lunghezza della bobina in cm.
D diametro del nucleo in cm.
d diametro della bobina in cm. (spira media).

$$\text{Suscett. eff.} = \frac{L \text{ ferro}}{L \text{ aria}} = \frac{D^2}{d^2}(\mu' - 1) + 1$$

in cui $\mu' = \mu \sqrt[3]{\frac{L}{l}}$ (effetto dei « poli liberi »).

In base a μ e ad L/D ricavare μ_{eff} — indi calcolare μ' e la suscettanza effettiva.

DATI DI ALCUNI AVVOLGIMENTI PER AF E MF

Bobine per trasformatori di M F *in aria*

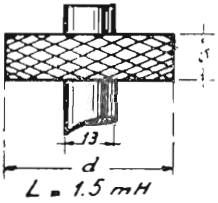


Fig. 88

I dati che seguono riguardano bobine aventi 1.500 milli-henry di induttanza ed avvolte con vari tipi di filo Litz.

s	d	R_0	n	*filo*	Q a 260 kHz	Q a 350 kHz	Q a 450 kH
5	21	23,2	210	6 × 0,05	90	105	115
8,5	22	15,8	220	10 × 0,05	127	150	140
8,5	23	9,5	215	20 × 0,05	190	180	150
4	21	23,8	200	3 × 0,07	80	95	102
4,5	21	17,8	183	4 × 0,07	100	110	100
7	21	11,4	210	7 × 0,07	135	125	105
8,5	23	8,6	212	10 × 0,07	127	105	73

Dove: s è lo spessore della bobina; d è il diametro massimo di questa; R_0 è la resistenza offerta alla corrente continua; n è il numero di spire complessivo.

Nelle ultime tre colonne sono indicati i valori del fattore di merito a tre frequenze ossia a 260 kHz, a 350 kHz ed a 450 kHz.

Dal fattore di merito è sempre possibile, essendo noto il valore di L (che è 1,5 mH), ricavare il valore della resistenza ad alta frequenza offerta dai vari avvolgimenti.

$$r = \frac{\omega L}{Q} = \frac{2 \pi f}{Q} L$$

I valori indicati sono ricavati da bobine libere, non racchiuse nello schermo nè accoppiate fra loro. I valori di capacità da disporre in parallelo si possono calcolare con la formola $C = \frac{1}{\omega^2 L}$ o mediante l'abaco N. 5 a pag. 325.

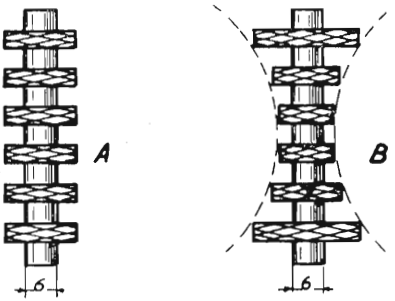


Fig. 89

Dati di alcune bobine di arresto per O C e O M.

N. spire	filo	Spessore bobine	Distanza bobine	Diametr esterno bobine	R	$L\ \mu\ H$	Disegno
50 × 6	0,15	1,5	1,5	—	8,5	260	A
75 × 6	0,15	1,5	1,5	—	—	500	A
100 × 6	0,1	2	1,5	—	36,5	810	A
100 × 6	0,1	1	1,5	18	44	1300	A
110 × 7	0,1	1,5	1,3	—	—	1370	A
120 × 7	0,1	1,5	1,8	10,5	—	1500	A
120 × 7	0,1	1,5	1,5	—	54	1600	A
100 × 8	0,1	1,5	1,8	—	45,5	1160	A
120 × 8	0,1	1,8	1,5	10	—	1750	A
200 × 4	0,1	—	—	—	—	2000	A
200 × 5	0,1	1,5	3	—	68	2750	A
200 × 7	0,1	—	—	—	93	4800	A
250 × 4	0,1	2	5	20	77	3300	A
130 + 120 + 110 + + 110 + 120 + 130	0,1	2	1,7	—	—	1080	B
160 + 130 + 100 + +70+100+130+160	0,1	—	—	—	56	1500	B
190+160+130+100+ + 130 + 160 + 190	0,1	2	2	—	76	2500	B

CALCOLO DI CONDENSATORI VARIABILI

a) *Condensatori a variazione lineare di capacità.*

La formola che dà il valore di capacità totale C_t di un condensatore a variazione lineare di capacità (fig. 90) è:

$$C_t = \frac{0{,}278\ (r_1^2 - r_2^2)\ (N - 1)}{s - t}$$

dove:

C in pF; r_1, r_2 e S sono espressi in cm (fig. 90); N = numero totale delle lamine (ossia fisse + mobili).

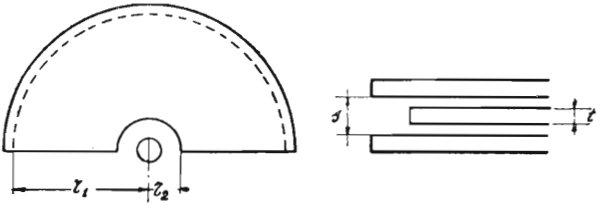


Fig. 90

b) *Condensatori a variazione lineare di lunghezza d'onda* (Abaco N. 12 pag. 345).

La capacità C offerta da un condensatore di capacità massima C_2 e di residua C_1 a variazione lineare di λ le cui armature siano affacciate per un angolo di rotazione di φ gradi è data da:

$$c = (a\,\varphi + b)^2$$

dove:

$$a = \frac{\sqrt{C_2} - \sqrt{C_1}}{180}$$

$$b = \sqrt{C_1}$$

Sussistono inoltre le seguenti relazioni:

$$A = k\ [(a\varphi + b)^2 - C_1)] + K\,\varphi$$

$$R = \sqrt{114{,}6\ [2\,k\,a\,(a\,\varphi + b)] + K}$$

dove:

$$k = \frac{S_{tot} - 180\,K}{C_2 - C_1} \quad \text{e} \quad K = \frac{r^2}{114{,}6}$$

in cui:

A = area attiva; S_{tot} = Superficie totale

r = raggio dello spazio vuoto della lamina fissa.

c) *Condensatore a variazione lineare di frequenza.* (Abaco N. 12 a pag. 345).

La capacità c offerta da un condensatore di capacità massima C_2 e di residua C_1 a variazione lineare di frequenza, le cui armature siano affacciate per un angolo di rotazione di φ gradi è data da:

$$c = \frac{1}{(a\varphi + b)^2}$$

dove:

$$a = \frac{1}{180}\left(\frac{1}{\sqrt{C_1}} - \frac{1}{\sqrt{C_2}}\right) \qquad \text{e} \qquad b = \frac{1}{\sqrt{C_2}}$$

Sussistono inoltre le seguenti relazioni:

$$A = k\left[\frac{1}{(a\varphi + b)^2} - C_1\right] + K\,(180 - \varphi)$$

$$R = \sqrt{114{,}6\left[\frac{2\,k\,a}{(a\varphi + b)^3} + K\right]}$$

$$k = \frac{S_{tot} - 180\,K}{C_2 - C_1} \qquad K = \frac{r^2}{114{,}6}$$

R è il raggio della lamina mobile in corrispondenza dell'angolo φ ed A è l'area attiva.

d) *Condensatore a variazione lineare della percentuale di frequenza e di lunghezza d'onda*

Vi è un determinato profilo di condensatore che consente di ottenere una variazione lineare della percentuale di lunghezza d'onda e di frequenza, esso è illustrato a pag. 345. Se la capacità massima è C_2 e la residua è C_1, la capacità c offerta per un angolo φ di rotazione delle lamine mobili è:

$$c = a\,\varepsilon^{b\varphi}$$

dove: $a = C_1$ e $b = \dfrac{\log C_2 - \log C_1}{78{,}174}$

ed $\varepsilon = 2{,}71828$

Sussistono inoltre le seguenti relazioni:

$$A = k\,(c - C_1)\,K\varphi \qquad R = \sqrt{[114{,}6\,(k\,c\,b + K)]}$$

dove: $k = \dfrac{S_{tot} - 180\,K}{C_2 - C_1}$ $\qquad K = \dfrac{r^2}{114{,}6}$

R è il raggio della lamina mobile in corrispondenza dell'angolo φ, A è l'area attiva (rispettivamente in cm e cm^2).

VALORI DI R IN FUNZIONE DI ω PER I VARI PROFILI DI CONDENSATORI

ricavati per $C_2 = 500$ pF; $C_1 = 36$ pF; area cm^2 90 (vedere pag. 345).

Gradi	Variazione lineare di lunghezza d'onda	Variazione lineare di frequenza	Variazione lineare della percentuale di λ o di f
0	2,49	8,25	1,93
5	2,56	—	—
10	2,60	6,70	2,02
20	2,76	5,62	2,13
30	2,89	4,80	2,24
40	—	4,17	2,36
60	3,18	3,32	2,64
80	—	2,75	2,98
90	3,56	—	—
100	—	2,37	3,38
120	3,86	2,10	3,85
140	—	1,90	4,40
150	4,12	—	4,71
160	—	1,76	5,04
170	—	—	5,40
180	4,33	1,65	5,80

VALVOLE TERMOIONICHE

DIODI

La relazione che lega il valore della corrente anodica i a quello della tensione anodica V ed alle dimensioni geometriche degli elettrodi è per diodi ad elementi concentrici:

$$i = k\ V^{\frac{2}{3}}$$

con i in milliampère, in cui:

$$k = 14{,}7 \cdot 10^{-3} \frac{l}{r\,\beta^2}$$

dove l è la lunghezza degli elementi (ossia del catodo e dell'anodo) in cm. Il valore di β, per diodi con catodo di tungsteno, puro, il cui raggio sia trascurabile rispetto a quello dell'anodo, è praticamente uguale all'unità.

La massima corrente di emissione che può fornire il catodo è data, in m A per cm^2 di superficie attiva del catodo, in funzione alla potenza applicata per il riscaldamento del catodo stesso, in watt. per cm^2, dal diagramma di fig. 91.

Resistenza interna.

Quando l'anodo è positivo rispetto al catodo, nel diodo scorre corrente.

La resistenza che questo offre a tale passaggio di corrente è detta resistenza interna statica del diodo ed è data ovviamente dal rapporto fra il valore della tensione applicata V e quello della corrente i a cui essa dà luogo.

$$R = \frac{V}{i}$$

Il valore di resistenza non è però indipendente da quello di V esso va riferito dunque ad un valore ben definito di tensione continua.

La resistenza che il diodo offre alle componenti variabili o alternate può differire anche fortemente da quella che esso offre alla corrente continua, in questo caso è assai più significativa la nozione della resistenza interna differenziale (o dinamica) del diodo.

La *resistenza interna differenziale* R_d è definita dal rapporto fra la variazione della tensione continua applicata fra anodo e catodo e la variazione di intensità che vi corrisponde.

$$\mathbf{R_d} = \frac{\mathbf{V_{a2}} - \mathbf{V_{a1}}}{\mathbf{i_2} - \mathbf{i_1}} = \frac{\Delta \mathbf{V_a}}{\Delta \mathbf{i}}$$

In cui si intende $\Delta V_a = V_{a2} - V_{a1}$ e $\Delta i = i_2 - i_1$.

Essa ha significato rigoroso solo per variazioni infinitesime, il suo valore varia notevolmente in relazione a quello della eventuale componente continua che si trova sovrapposta a quella alternata o variabile applicata.

Comunemente col termine « resistenza interna » si intende quella differenziale, riferita a determinati valori della componente continua e per essa si usa il simbolo R_i o ρ.

Anche in assenza di una tensione anodica esterna, purchè il circuito anodico sia chiuso, nel diodo scorre una corrente, detta corrente di contatto, essa è dovuta ad una tensione interna, detta tensione di contatto, che si forma tra i due elettrodi a causa della diversa « *affinità elettronica* » dei due metalli che li compongono.

Detta tensione, che si può misurare fra i due elettrodi aprendo il circuito esterno, è dell'ordine di 0,6 volt.

TRIODI

Il circuito anodico di un triodo, se si astrae dall'azione della griglia (collegandola p. es. al catodo) non si differenzia da quello di un diodo.

Per esso si può quindi considerare la resistenza interna anodica statica e quella differenziale o dinamica.

La resistenza interna differenziale è definita, come per i diodi da:

$$\mathbf{R_a} = \frac{\Delta \mathbf{V_a}}{\Delta \mathbf{i}}$$

L'azione della griglia controllo sulla corrente anodica è determinata dalla **mutua conduttanza** *o* **pendenza** della valvola. Così è definito il rapporto fra la variazione della intensità della corrente anodica e la variazione della tensione di griglia necessaria per produrla:

$$S = \frac{\Delta i}{\Delta V_g}$$

Da cui si ricava anche: $\Delta V_g = \frac{\Delta i}{S}$ e $\Delta i = \Delta V_g \cdot S$

Per la mutua conduttanza, oltre al simbolo S si usa spesso G_m.

Parametro analogo interessante le valvole amplificatrici è il **coefficiente di amplificazione.**

E' definito « coefficiente di amplificazione » il rapporto fra la variazione della tensione anodica necessaria a produrre una determinata variazione di corrente anodica e la variazione della tensione di griglia necessaria a produrre la stessa variazione di corrente anodica:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

da cui si ha anche: $\Delta V_g = \frac{\Delta V_a}{\mu}$ e $V_a = \Delta V_g \mu$

Per il coefficiente o « fattore » di amplificazione, oltre il simbolo μ si usa spesso anche K.

E' definito: **intraeffetto** il rapporto fra l'influenza esercitata dalla placca sul catodo e quella esercitata su questo dalla griglia, esso corrisponde all'inverso del coefficiente di amplificazione, ossia:

$$D = \frac{1}{\mu}$$

e corrisponde sommariamente al rapporto: $\frac{C_{pk}}{C_{gk}}$ ossia al rapporto fra la capacità fra placca e catodo e quella fra griglia e catodo.

La sensibilità di potenza della valvola è definita dal rapporto fra la potenza di uscita W_u ed il quadrato della tensione efficace alternata E_g che si deve applicare alla griglia per ottenere tale uscita:

$$\frac{W_u}{E_g^2}$$

La sensibilità di potenza così misurata si riferisce ovviamente non alla sola valvola ma a tutto il circuito d'uscita il suo valore è così molto diverso secondo quello dell'impedenza del circuito di carico.

La sensibilità di potenza può riferirsi però anche alla sola valvola esso si ricava dal prodotto di S per μ. Infatti:

$$S\mu = \frac{\Delta i}{\Delta V_g} \times \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \frac{W}{\Delta V_g^2} = \frac{\mathbf{W}}{\mathbf{E}_g^2}$$

Relazioni fra le caratteristiche.

Essendo il coefficiente di amplificazione e la pendenza definiti rispettivamente da:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \qquad S = \frac{\Delta i}{\Delta V_g}$$

facendo il rapporto fra i due si ha: $\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \times \frac{\Delta V_g}{\Delta i} = \frac{\Delta V_a}{\Delta i}$ ossia $= R_i$.

La resistenza interna è dunque uguale al rapporto fra μ ed S:

$$\mathbf{R}_i = \frac{\mu}{\mathbf{S}}$$

da questa relazione si ricavano le seguenti:

$$\mu = \mathbf{R}_i \cdot \mathbf{S} \qquad \mathbf{S} = \frac{\mu}{\mathbf{R}_i}$$

Formule relative alle dimensioni ed alla forma degli elettrodi in triodi ad elementi concentrici.

$$k = 14{,}7 \cdot 10^{-6} \frac{l\, r_p^{1/2}}{[(r_p - r_g) + r_g(\mu + 1)]^{3/2}}$$

$$\text{in cui } \mu = \frac{2\pi r_g^2 \left(\frac{1}{r_g} - \frac{1}{r_p}\right)}{\log_e \frac{1}{2\pi r n}}$$

$$I = 14{,}7 \cdot 10^{-6} \frac{l}{r_p} \left[\frac{(r_p - r_f)(E_p - \mu E_g)}{(r_p - r_f) + (r_g - r_f)(\mu + 1)} \right]^{3/2}$$

dove:

r_f = raggio del filamento in cm

l = lunghezza del complesso in cm

r_p = raggio della placca in cm

r_g = raggio della griglia in cm

E_p = tensione anodica

E_g = tensione di griglia

n = numero di spire per cm. della griglia

r = raggio del filo costituente la griglia

μ = coefficiente di amplificazione

e = base dei logaritmi naturali ossia 2,718...

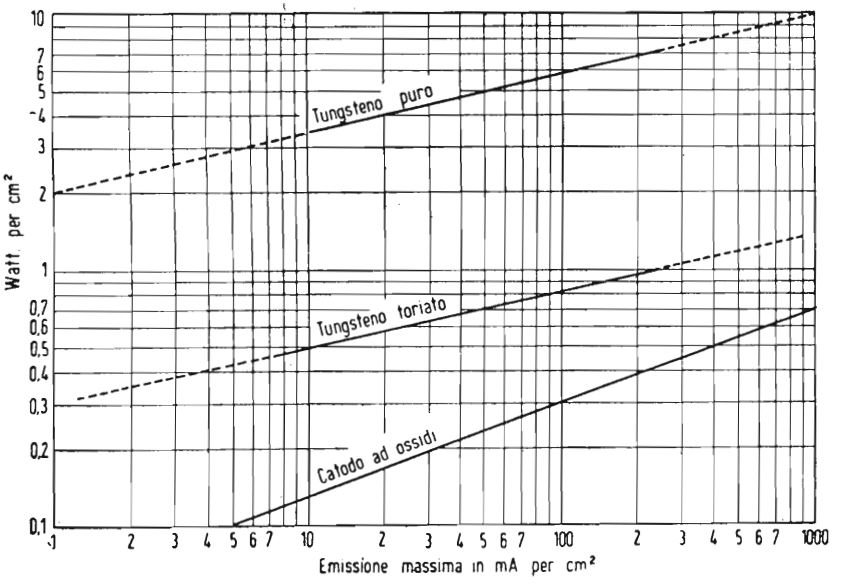


Fig. 91

AMPLIFICAZIONE DEGLI STADI

TRIODO AMPLIFICATORE A RESISTENZA

Se V_o è la tensione anodica di alimentazione (fig. 92) R è la resistenza interna *statica* della valvola ed R_e la resistenza esterna disposta in serie all'anodo, nel circuito scorrerà una corrente anodica i che è data da:

$$i = \frac{V_o}{R + R_e}$$

Fra catodo e anodo della valvola si avrà allora una tensione continua:

$$V_a = i\,R \qquad \text{ossia} \qquad V_a = V_o \frac{R}{R + R_e}$$

Tale relazione *vale ovviamente anche per i diodi.*

Se sono noti il coefficiente di amplificazione e la resistenza interna dinamica R_i della valvola funzionante con la tensione anodica V_a, si può conoscere l'amplificazione reale dello stadio che è data da:

$$|\mathbf{A}| = \mu \frac{\mathbf{R}_e}{\mathbf{R}_i + \mathbf{R}_e}$$

L'amplificazione così calcolata ha perfetto riscontro in pratica quando il segnale applicato sia molto piccolo, in condizioni cioè di non produrre alterazioni sensibili del valore di μ o di R_i.

Non sempre le Case costruttrici forniscono i valori di μ e di R_i alle varie tensioni anodiche e di polarizzazione.

Dall'ultima espressione si deduce che, a coefficiente di amplificazione costante, l'amplificazione è tanto più alta quanto maggiore è il valore di R_e.

Per $R_e = \infty$ si ha $A = \mu$.

Se si vuole aumentare il valore di R_e pur conservando μ costante, è necessario mantenere costante la corrente i e la tensione di placca V_a ciò si consegue aumentando insieme col valore di R_e quello della tensione di alimentazione V_o.

In caso diverso, aumentando il valore di R_e si riduce la corrente anodica e con essa il fattore d'amplificazione, non conseguendo così alcun aumento della amplificazione dello stadio.

Se in luogo di una semplice resistenza si trova inserita nel circuito anodico una impedenza Z_e, l'amplificazione dello stadio può ritenersi definita da:

$$A = \frac{\overline{E}_p}{\overline{E}_g}$$

ed approssimativamente da:

$$|\mathbf{A}| = \mu \frac{\mathbf{Z}_e}{\mathbf{R}_i + \mathbf{R}_e} \qquad (1)$$

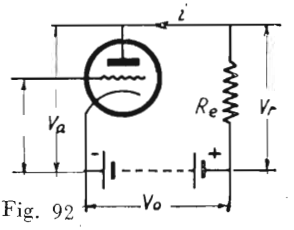


Fig. 92

In cui con $\overline{E}_p$ ed $\overline{E}_g$ si intendono le ampiezze relative ai vettori delle componenti alternate presenti rispettivamente sulla placca e sulla griglia della valvola.

In pratica Z_e può essere costituita da una bobina d'arresto di alta o di bassa frequenza o dal primario di un trasformatore.

In questi casi, il valore di resistenza che entra a far parte di Z_e è di solito molto basso di fronte alla resistenza interna della valvola, ne consegue che la tensione continua di placca è assai prossima al valore della tensione di alimentazione. In tali condizioni, non si commette un sensibile errore se si attribuisce a μ il valore indicato dal costruttore per quel tipo di valvola, con quella tensione di alimentazione.

Un aumento di Z_e conseguito senza un aumento del valore della resistenza che la compone porta ad un aumento della amplificazione.

Tale aumento tende ad annullarsi all'avvicinarsi della condizione:

$$A = \mu$$

La fig. 93 illustra in quali rapporti stiano fra loro la reale amplificazione A dello stadio ed il coefficiente di amplificazione della valvola per diversi valori del rapporto Z_e/R_i nei casi — limite in cui Z_e è costituita da reattanza pura (X_e) o da resistenza pura (R_e).

---

1) Questa formula ha significato rigoroso solo per Z_e resistiva subentrando in caso diverso complesse considerazioni di fase.

Per ottenere dalle formole precedenti dei risultati attendibili, bisogna che il circuito anodico di carico sia considerato nel suo complesso così, ad esempio, se si tratta di un amplificatore e resistenza e capacità si dovrà considerare che oltre alla resistenza in serie all'anodo, è presente anche una resistenza di fuga fra la griglia della valvola successiva e la massa, resistenza che va pur sempre a caricare il circuito anodico precedente e che pertanto deve essere considerata come disposta in parallelo alla prima resistenza.

Analogamente si dica per il carico secondario nel caso di un trasformatore.

Le precedenti formole non dànno risultati rigorosamente aderenti alla realtà perchè non tengono conto dell'effetto delle capacità interelettrodiche.

Tale effetto, trascurabile per frequenze basse, diviene predominante alle frequenze elevate.

Le predette formole si possono dunque ritenere valevoli solo per frequenze basse.

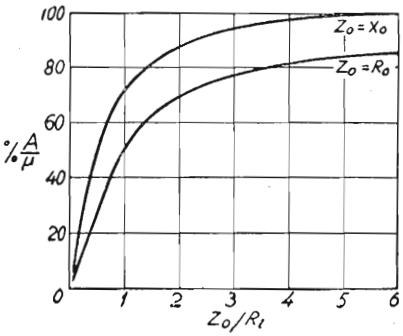


Fig. 93

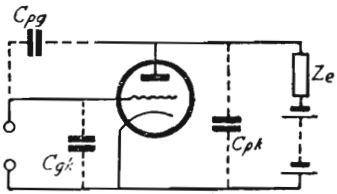


Fig. 94

Effetto della capacita' interelettrodica

Fra gli elettrodi di una valvola esistono sempre capacità interne che non possono essere trascurate.

La fig. 94 mostra come debbono essere considerate le varie capacità esistenti fra i diversi elettrodi principali. Con C_{gk} si intende la capacità fra griglia e catodo, con C_{gp} la capacità per griglia e placca e con C_{pk} la capacità fra placca e catodo.

L'espressione generale dell'amplificazione di uno stadio simile a quello in figura è la seguente:

$$A = \frac{\overline{E}_p}{\overline{E}_g} = \frac{-(S - j\,\omega\,C_{pg})}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_e} - j\,\omega\,(C_{pg} + C_{pk})}$$

da cui:

$$|A| = \frac{\sqrt{S^2 - (\omega\,C_{pg})^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_e}\right)^2 + (\omega\,C_{pg} + \omega\,C_{pk})^2}}$$

in cui con S si intende la pendenza della valvola $\left(S = \frac{\mu}{R_i}\right)$ ed $\omega = 2\,\pi f$.

Alle basse frequenze l'effetto delle capacità interelettrodiche è trascurabile cosicchè si può considerare $j\,\omega\,C_{pg} = 0$ e $j\,\omega\,C_{pk} = 0$; l'espressione in questo caso diventa:

$$A = \frac{-S}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{Z_e}} = \frac{-S\,R_i\,Z_e}{R_i + Z_e} = -\mu\,\frac{Z_e}{R_i + Z_e}$$

espressione già nota (V. pag. 143). Il segno — che precede indica solo che la fase della componente alternata della tensione di placca è opposta a quella della griglia.

Impedenza d'ingresso.

L'impedenza d'ingresso di una valvola, (ossia del suo circuito di griglia) è definita da $Z_g = \frac{\overline{E}_g}{\overline{I}_g}$ in cui $\overline{E}_g$ è la tensione componente alternata applicata alla griglia ed $\overline{I}_g$ è la componente alternata della corrente che scorre nel circuito di griglia.

In uno stadio amplificatore in classe A, dove non circola corrente di griglia (essendo la griglia sempre negativa), la I_g è costituita esclusivamente dalla corrente che passa dalla griglia agli altri elettrodi per solo effetto della capacità interelettrodica.

L'espressione della ammittenza del circuito interno di griglia in questo caso è:

$$Y_g = j\,\omega\,C_{gk} + j\,\omega\,C_{pg}\,(1 - A)$$

L'impedenza è data ovviamente da: $Z_g = \dfrac{1}{Y_g}$

Se Z_e (carico anodico) è costituita da una resistenza pura, A è negativo e reale, per cui C_{pg} resta moltiplicato per $1 + |A|$. Si ha allora:

$$Z_g = \frac{1}{j\,\omega\,C_{gk} + j\,\omega\,C_{pg}\,(1 + |A|)}$$

Procedimento grafico.

Il diagramma di fig. 95 permette di ricavare facilmente il valore di impedenza del circuito di ingresso e l'aumento di capacità che in esso ha luogo per effetto della capacità griglia-placca.

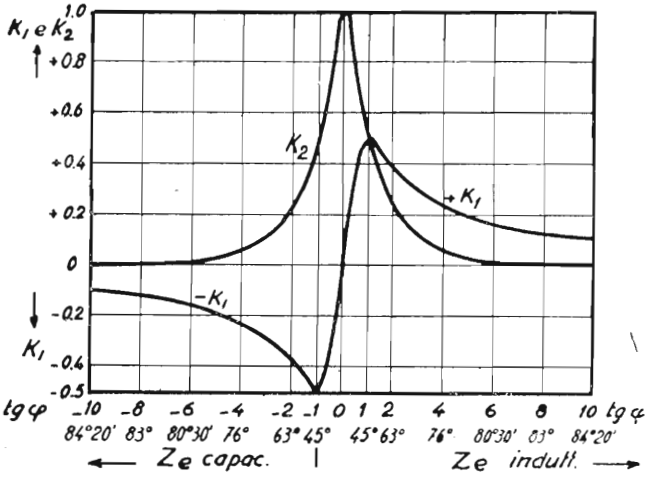


Fig. 95

Noto il valore di impedenza del carico anodico Z_e (in migliaia di ohm) l'angolo di fase di detta impedenza (desumibile per i vari circuiti con le formole indicate da pag. 66 a pag. 103), il valore della pendenza S in mA/V,

della frequenza f in kHz e della capaictà C_{pg} in pF, sul diagramma si cercano i valori rispettivi dei due coefficienti k_1 e k_2 che vanno applicati nelle formole:

$$Z'_g = \frac{16.000}{k_1 \cdot S \cdot Z_e \cdot f \cdot C_{pg}}$$

e:

$$\Delta C_g = k_2 (1 + A) C_{pg}$$

in cui con A si intende l'amplificazione.

L'impedenza complessiva del circuito di ingresso si ha considerando in parallelo agli eventuali organi già presenti fra griglia e catodo o massa (p. es.: resistenza di fuga) l'impedenza Z'_g di origine interelettrodica.

La capacità dello stesso circuito si ha considerando in parallelo alle eventuali capacità (fra queste la capacità interna fra griglia e catodo, che non manca mai) la capacità ΔC_g di origine interelettrodica. Si noti che per carico capacitivo anodico, k_1 è negativo per cui Z'_g risulta negativa. In questo caso Z'_g rappresenta una « *resistenza negativa* » tendente a svolgere effetti opposti a quelli della resistenza comune.

Se l'impedenza di carico anodico è molto alta e in griglia è presente ad esempio: un circuito oscillatorio, la presenza di Z'_g negativa produce una diminuzione di smorzamento del circuito stesso (al contrario della R comune) per cui può giungere a mantenerlo definitivamente in oscillazione (reazione).

Potenza d'uscita.

Se alla griglia dello stadio si applica un segnale di valore efficace E_g ai capi del circuito di carico anodico (R_e) si viene a formare una tensione efficace:

$$E_p = E_g A = E_g \mu \frac{R_e}{R_i + R_e}$$

Tale tensione causa in R_e una corrente componente alternata il cui valore efficace è:

$$I = \frac{E_p}{R_e} = E_g \frac{\mu}{R_i + R_e}$$

La potenza d'uscita è data dal prodotto della tensione e della corrente efficaci:

$$\mathbf{W}_u = \mathbf{E}_p \, \mathbf{I} = \mathbf{E}^2_g \, \frac{\mu^2 \, \mathbf{R}_e}{(\mathbf{R}_i + \mathbf{R}_e)^2}$$

Da tale relazione deriva:

$$\textit{Sensibilita di potenza} = \frac{W_u}{E^2_g} = \frac{\mu^2 \, R_e}{(R_i + R_e)^2}$$

La potenza in uscita, per un dato segnale in ingresso, trascurando la distorsione è, per un noto teorema di elettrotecnica, massima quando la resistenza esterna è uguale a quella interna ($R_i = R_e$), in tale caso si ha ovviamente:

$$\textit{Sens. di potenza} = \frac{\mu^2}{4R_i}, \; \textit{potenza relativa}: \; W_u = E^2_g \, \frac{\mu^2}{4R_i}$$

Questa condizione non corrisponde però a quella della massima potenza d'uscita col minimo di distorsione nè è in relazione con la massima potenza d'uscita ricavabile dalla valvola.

Massima potenza d'uscita.

Trascurando ancora il fattore distorsione, è intuitivo che la valvola erogherà la sua massima potenza quando la sua corrente anodica sarà

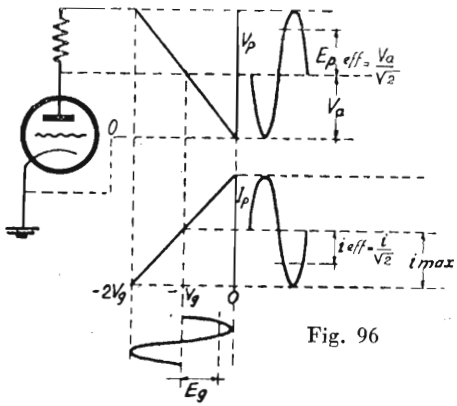


Fig. 96

interamente modulata ossia quando il valore istantaneo della sua tensione di placca giungerà a toccare lo zero durante il semi-periodo positivo in griglia e la sua corrente anodica giungerà ad annullarsi durante il semiperiodo opposto (fig. 96).

La tensione alternata massima teoricamente possibile ai capi del carico avrà valore massimo uguale alla tensione di placca di riposo.

Praticamente negli stadi finali, il carico è rappresentato dal primario di un trasformatore la cui resistenza è trascurabile, la tensione continua di placca è allora uguale a quella di alimentazione V_o. La tensione alternata massima ricavabile avrà dunque valore efficace pari a:

$$\textit{mass. tens. possibile } \mathbf{E}_p\ (_{eff}) = \frac{\mathbf{V}_a}{\sqrt{2}}$$

analogamente la corrente massima avrà valore efficace pari a: $i/\sqrt{2}$.

La potenza d'uscita, che è data dal prodotto fra i valori efficaci della tensione e della corrente, risulta allora:

$$\mathbf{W}_u = \frac{V_a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{i}{\sqrt{2}} = \frac{\mathbf{V}_a \cdot \mathbf{i}}{2}$$

Cioè: *la potenza d'uscita massima teorica è uguale alla metà di quella di alimentazione.*

Questa importante relazione non ha valore per gli stadi amplificatori di classe B e C riferendosi essa a stadi di normale amplificazione in classe A in cui la griglia è sempre negativa pur senza oltrepassare il valore di interdizione della corrente anodica della valvola.

Tale relazione dice anche che il *massimo rendimento di potenza* possibile *per uno stadio in classe A è del* 50%.

CONDIZIONI PER IL FUNZIONAMENTO MIGLIORE DELLO STADIO DI POTENZA

Nell'utilizzazione della valvola vi possono essere, come abbiamo visto, varie condizioni rispondenti ognuna ad un particolare requisito, esse si possono riassumere in:

1° — Condizione per la massima sensibilità di potenza: ($R_i = R_e$).

2° — Condizione per la minima distorsione.

3° — Condizione di compromesso fra la massima uscita e minima distorsione.

Quest'ultima condizione è quella che interessa maggiormente in pratica. Il modo per raggiungerla è diverso a seconda che si tratti di triodi o di pentodi:

Per i triodi la condizione si raggiunge quando la *resistenza esterna è uguale a circa il doppio di quella interna ossia* $R_e = 2R_i$.

Per pentodi invece la condizione si raggiunge quando la *resistenza esterna di carico è uguale alla resistenza interna statica* ossia uguale al rapporto fra tensione e corrente anodica di riposo.

La fig. 97 illustra chiaramente l'andamento delle distorsioni, armoniche e della potenza d'uscita, in funzione al valore della impedenza del circuito di carico per un triodo.

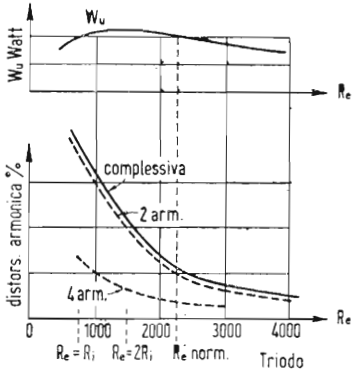


Fig. 97

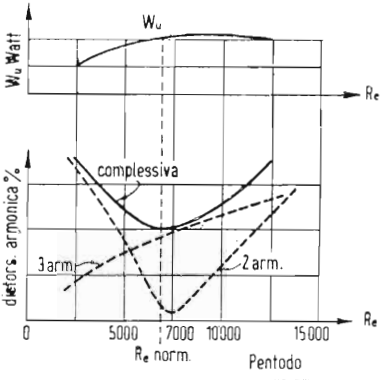


Fig. 98

La fig. 98 illustra analogamente tale andamento per un pentodo.

Da queste due figure si rileva che *per i triodi, aumentando il valore di impedenza del carico oltre quello ottimo, la potenza d'uscita diminuisce e con essa anche la distorsione complessiva, e per i pentodi invece, l'aumento dell'impedenza del carico oltre il valore ottimo porta ad un ulteriore aumento della potenza d'uscita e ad un rapido incremento della distorsione.*

RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DELLE CARATTERISTICHE DELLE VALVOLE

Come quasi tutte le leggi fisiche, anche quella di Ohm si può rappresentare graficamente. Se sull'asse delle ascisse si riportano i valori delle tensioni applicate ai capi della resistenza e su quello delle ordinate quello delle correnti corrispondenti, con scale lineari, mantenendo costante la temperatura del corpo resistente (resistore), si trova che la linea che rappresenta l'andamento del rapporto fra tensione e intensità, è una retta passante per l'origine ed avente inclinazione diversa a seconda del valore di resistenza a cui essa corrisponde (fig. 99).

In realtà, a causa del riscaldamento, il valore della resistenza varia (generalmente aumenta) al crescere della corrente; la linea che caratterizza il fenomeno non è più allora una retta ma una curva.

DIODI

Un diodo può essere paragonato ad una semplice resistenza; si può pertanto rappresentare l'andamento della sua corrente anodica in funzione della tensione applicata in modo analogo a quello accennato. Si ottiene in questo caso una curva tipica ad *S* che si svolge quasi interamente nel quadrante positivo, che presenta due tratti curvilinei ed uno intermedio rettilineo (fig. 100).

La curva inferiore è dovuta al fenomeno della « *carica spaziale* » quella superiore a quello della « *saturazione* » della valvola.

Si noti la presenza di corrente anodica anche in assenza di tensione anodica, che non si annulla che applicando all'anodo una tensione negativa minima di circa 0,6 volt. Detta corrente e la relativa tensione (o meglio f.e.m.) prendono il nome di « *tensione e corrente di contatto* » e hanno origine dalla diversa affinità elettronica dei metalli costituenti il catodo e l'anodo (1).

1) WAN DER POHL - *Elettrofisica moderna.*

I diversi tratti della curva hanno inclinazioni diverse, ciascuno di essi rappresenta il valore di resistenza interna R_1, R_2, R_3,. . . . che il diodo

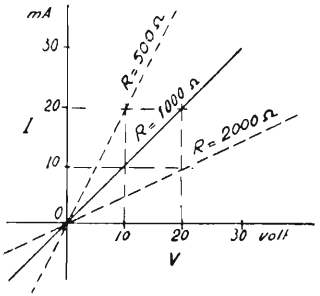


Fig. 99

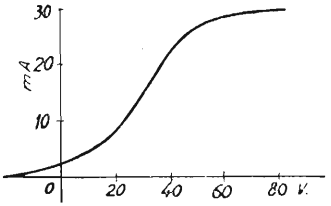


Fig. 100

offre con quella data tensione e corrente anodica per piccole variazioni (fig. 101) (resistenza differenziale).

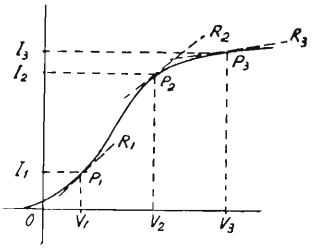


Fig. 101

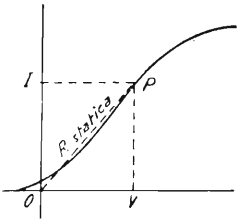


Fig. 102

La resistenza statica offerta dal diodo con una data tensione e corrente è rappresentata da una retta congiungente il punto corrispondente P all'origine 0 (fig. 102).

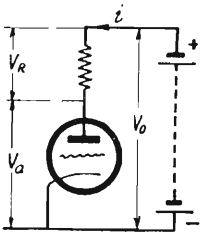


Fig. 103

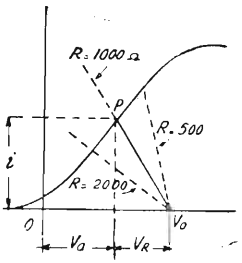


Fig. 104

Retta di carico.

Se in serie al diodo, nel circuito anodico, si trova una resistenza si può conoscere facilmente, con procedimento grafico, il valore della caduta di tensione nella resistenza, la nuova d.d.p. che si costituisce fra catodo e anodo e la corrente anodica che scorre nel circuito. Basta infatti dal punto sulle ascisse corrispondente alla tensione di alimentazione V_0 tracciare una retta con inclinazione corrispondente alla resistenza, questa taglierà la curva in un punto in corrispondenza del quale si leggeranno i valori citati (fig. 104).

Applicazioni del diodo.

Il diodo trova applicazione in radiotecnica principalmente in due modi: come rivelatore di oscillazioni d'alta frequenza (generalmente modulata in ampiezza), o come rettificatore di correnti alternate a frequenza industriale.

Circa la possibilità di conoscere le caratteristiche di funzionamento del diodo in tali funzioni con procedimento grafico, rimandiamo alla lettura dei capitoli: « *Stadio rivelatore a diodo* » a pag. 232 e « *Alimentatori* » a pag. 308).

VALVOLE AMPLIFICATRICI

Il circuito anodico di un triodo, astraendo dagli effetti della griglia, non si differenzia da quello di un diodo, anche per esso si può conoscere la caduta di tensione e la nuova corrente anodica a cui dà luogo l'applicazione di una resistenza in serie, con lo stesso procedimento indicato per i diodi.

Si può tracciare una intera famiglia di curve anodiche ognuna delle quali viene rilevata applicando una diversa tensione di griglia. Tali curve hanno un andamento tipico a seconda che si riferiscano a triodi, a tetrodi od a pentodi (fig. 105).

Nel caso di amplificatori a resistenza, tracciando la retta corrispondente alla resistenza esterna R_e con il già citato criterio (detta anche retta di carico si possono fare interessanti deduzioni relative alle *caratteristiche* di lavoro della valvola.

E' intanto possibile conoscere, noto il valore della tensione di alimentazione V_0 e della resistenza esterna R_e, le tensioni che si costituiscono

fra placca e catodo e le correnti anodiche relative che si formano con le varie tensioni di polarizzazione della griglia controllo (fig. 106).

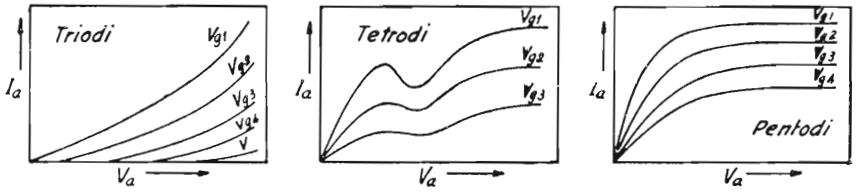


Fig. 105

Noto che sia il valore della componente alternata E_g (eff.) e quello della tensione di polarizzazione (ossia di riposo) V_g, si possono conoscere i limiti della escursione della tensione globale di griglia, essi sono:

$$V_{g1} = V_g + E_g \sqrt{2} \qquad V_{g2} = V_g - E_g \sqrt{2}$$

Le due curve del diagramma corrispondenti alle tensioni di griglia V_{g1} e V_{g2} *tagliano la retta di carico in due punti in corrispondenza dei quali, sull'asse alle ascisse si leggono i due valori istantanei globali* V_{a1} e V_{a2} *della tensione di placca* (valori - limite).

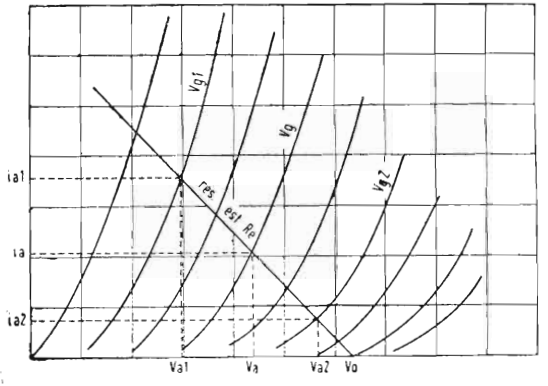


Fig. 106

Il valore massimo della componente alternata E_p *in placca è dato dalla metà della differenza fra* V_{a2} e V_{a1} ovvero, se l'amplificazione è simmetrica, dalla differenza fra la tensione di riposo V_a e V_{a1} (o fra V_a e V_{a2}); il valore efficace di E_p si può dunque conoscere con le relazioni:

$$E_p \text{ (eff.)} = \frac{V_{a2} - V_{a1}}{2\sqrt{2}}$$

ossia:

$$E_p \text{ (eff.)} = \frac{V_a - V_{a1}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{a2} - V_a}{\sqrt{2}}$$

Analogamente si possono conoscere i valori globali istantanei della corrente anodica ed il valore massimo della componente alternata della corrente, dal quale si può ricavare il valore efficace dividendo per $\sqrt{2}$.

Si può, nel suddetto modo conoscere la reale amplificazione dello stadio alle più varie condizioni di alimentazione e di carico anodico, l'amplificazione è in ogni caso data da:

$$A = \frac{\overline{E}_p}{\overline{E}_g} = \frac{V_{a2} - V_{a1}}{V_{g2} - V_{g1}}$$

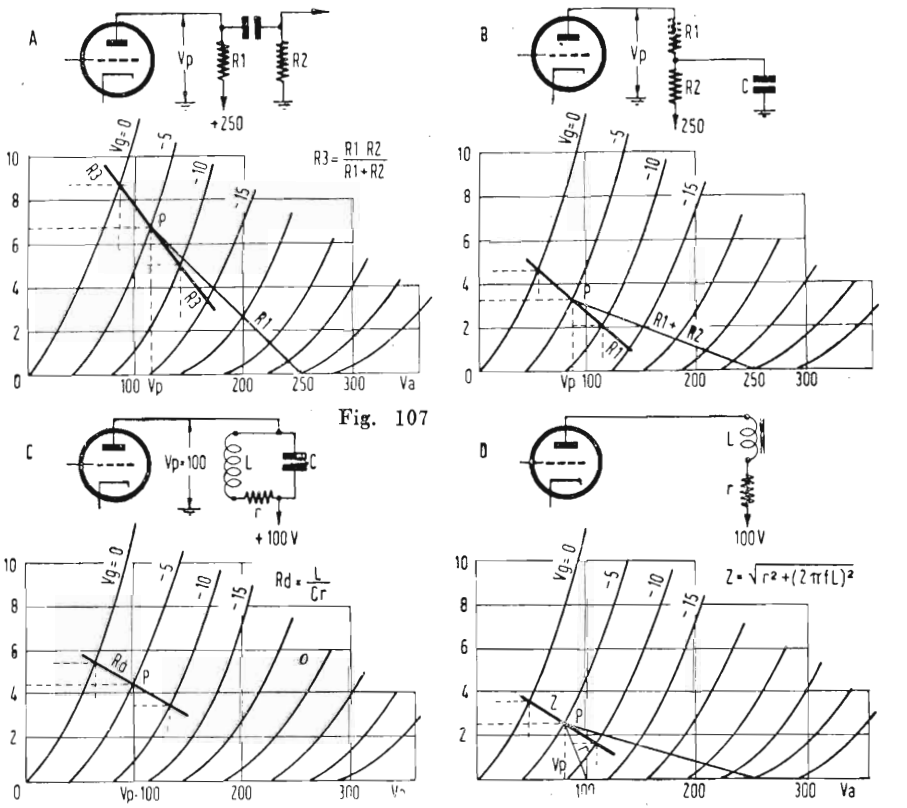


Fig. 107

Il procedimento è valido per qualunque tipo di valvola sia esso triodo tetrodo o pentodo.

Quanto al modo di tracciare la retta di carico, esso può essere notevolmente diverso a seconda che il carico anodico sia costituito da una semplice resistenza, da una reattanza, da un circuito oscillatorio o da una impedenza complessa. Nel caso di una resistenza pura, come in fig. 106 la retta di carico incontra la base nel punto corrispondente alla tensione massima di alimentazione V_o, ciò non avviene negli altri casi.

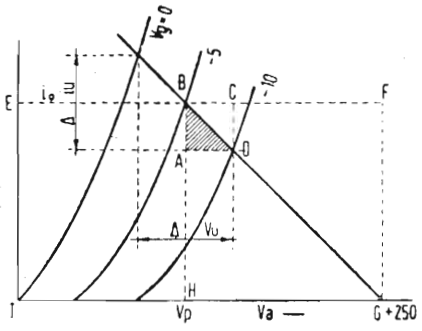


Fig. 108

La fig. 107 illustra alcuni di questi casi fra i più frequenti. Il procedimento generale è pertanto il seguente:

Dal punto della base corrispondente alla tensione massima di alimentazione si traccia una retta di inclinazione corrispondente alla semplice resistenza ohmica che si trova in serie al circuito anodico, quella cioè che è in grado di creare una caduta di tensione continua. Detta retta taglia la curva della tensione di griglia di riposo in un punto *P*. Il punto trovato è in ogni caso *il punto di lavoro*; per esso si traccia poi una *seconda retta avente inclinazione corrispondente al valore dell'impedenza del carico anodico* alla frequenza a cui lo stadio deve funzionare, detta seconda retta costituisce la *reale retta di carico* a cui vanno riferiti i valori istantanei delle tensioni e correnti e delle componenti alternate.

Dei quattro casi di cui alle figure 107 i primi due si riferiscono a tensioni di alimentazione di 250 volt; gli altri ad una tensione globale di alimentazione di 100 volt.

La proiezione verticale del punto *P* sulla base fornisce il valore della tensione continua V_a reale di riposo esistente sulla placca della valvola.

Nel caso in cui la resistenza ohmica nel circuito anodico sia trascurabile la prima retta è ovviamente una verticale e la tensione di placca V_a coincide con quella di alimentazione V_o.

Triangolo della potenza d'uscita.

I valori massimi del semiperiodo della corrente d'uscita sono rappresentati in fig. 106 dai tratti $V_{a2} - V_a$ oppure $V_a - V_{a1}$ per la tensione e $i_1 - i$ oppure $i - i_1$ per la corrente, detti tratti corrispondono rispettivamente ai lati A D ed A B del rettangolo A B C D di fig. 108.

La potenza è però definita dal prodotto dei valori efficaci della tensione e della corrente, perciò, essendo la tensione eff. data dalla massima diviso $\sqrt{2}$ e la corrente effettiva data dalla massima diviso $\sqrt{2}$, *la potenza sarà uguale alla metà del prodotto dei valori massimi* ossia alla metà dell'area del rettangolo A B C D cioè *all'area del triangolo* A B D.

L'area del triangolo suddetto equivalendo alla metà del rettangolo A B C D ed essendo tale rettangolo la quarta parte del rettangolo avente per base ΔV_u e per altezza Δi_u (rispettivamente valori massimi della variazione della tensione e della corrente anodica), si ha anche che la potenza utile di uscita è 1/8 del prodotto di ΔV_u per Δi_u.

Si ha dunque la seguente espressione della potenza d'uscita:

$$W_u = \frac{\mathbf{A}V_u \cdot \mathbf{A}i_u}{8} \quad \text{ossia} \quad W_u = \frac{(V_{a1} - V_{a2})\,(i_1 - i_2)}{8}$$

Distorsione armonica o di ampiezza.

I grafici delle caratteristiche di lavoro permettono anche di conoscere la percentuale di distorsione a cui l'applicazione della valvola dà luogo.

Per i triodi, data la particolare disposizione e forma delle curve anodiche, *la distorsione è unicamente dovuta alla dissimmetria fra i due semiperiodi della corrente amplificata ossia alla presenza della seconda armonica.*

$$\text{dissimetria del periodo:} \quad d = (i_2 - i) - (i - i_1)$$

Ciascun semiperiodo è spostato rispetto all'asse di 1/2 d dividendo questo

valore per l'ampiezza del periodo si ottiene il rapporto di deformazione del periodo ossia la distorsione per seconda armonica:

$$\text{distorsione II arm.} = \frac{\frac{d}{2}}{i_2 - i_1} \quad \text{ossia:}$$

$$\text{distorsione II arm.} = \frac{\frac{i_2 + i_1 - 2i}{2}}{i_2 - i_1} = \frac{\mathbf{i_2 + i_1 - 2i}}{\mathbf{2\ (i_2 - i_1)}}$$

Il valore in percento si ha ovviamente moltiplicando per 100 quello cosi trovato.

Distorsione e potenza di uscita nei pentodi.

Nei pentodi, oltre alla distorsione per dissimetria ossia per presenza di 2ª armonica, può essere presente, in proporzioni non più trascurabili, la 3ª armonica (ciò è anche dovuto alla particolare disposizione delle curve anodiche rispetto alla retta di carico).

Sebbene anche per i pentodi siano valevoli le precedenti espressioni della potenza d'uscita e della distorsione, tuttavia, per una più esatta determinazione ci si vale del seguente metodo (fig. 109).

Delle curve date si scelgono quelle corrispondenti alle seguenti tensioni di griglia:

$E_{g1} = 0$ *volt*; $E_{g2} = V_g$; $E_{g3} = 2V_g$; $E_{g4} = 0{,}293V_g$; $E_{g5} = 1{,}707V_g$

in cui V_g è la tensione di polarizzazione di griglia in condizioni di riposo.

Tali curve vengono tagliate dalla retta di carico corrispondente alla resistenza prescelta (fig. 109) in punti dei quali le ordinate sono rispettivamente:

per E_{g1} : I_1; per E_{g2} : I_o; per E_{g3} : I_2; per E_{g4} : I_3; per E_{g5} : I_4

Ciò posto, si hanno le seguenti relazioni:

Potenza massima utile ricavabile dal pentodo in classe A:

$$W_u = [I_1 - I_2 + 1{,}41\ (I_3 - I_4)]^2\ \frac{V_2 - V_1}{32\ (I_1 - I_2)}$$

Distorsione percentuale 2ª armonica:

$$\text{II}^a \text{ arm. } \% = \frac{I_1 + I_2 - 2I_o}{I_1 - I_2 + 1{,}41\ (I_3 - I_4)} \times 100$$

Distorsione percentuale 3ª armonica:

$$\text{III}^{\text{a}}\ \text{arm.}\ \% = \frac{I_1 - I_2 - 1{,}41\ (I_3 - I_4)}{I_1 - I_2 + 1{,}41\ (I_3 - I_4)}\ 100$$

Percentuale complessiva di armoniche.

$$\text{distorsione complessiva} = \sqrt{(\%\ \text{II}^{\text{a}}\ \text{arm.})^2 + (\%\ \text{III}^{\text{a}}\ \text{arm.})^2}$$

Rettangoli ed iperbole della potenza dissipata.

Il prodotto della tensione continua esistente sulla placca e della corrente corrispondente che scorre nella valvola dà ovviamente il valore della potenza che si dissipa in calore nell'interno della valvola.

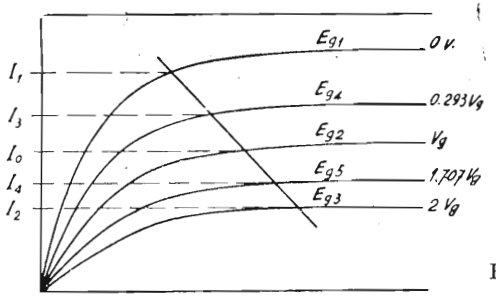


Fig. 109

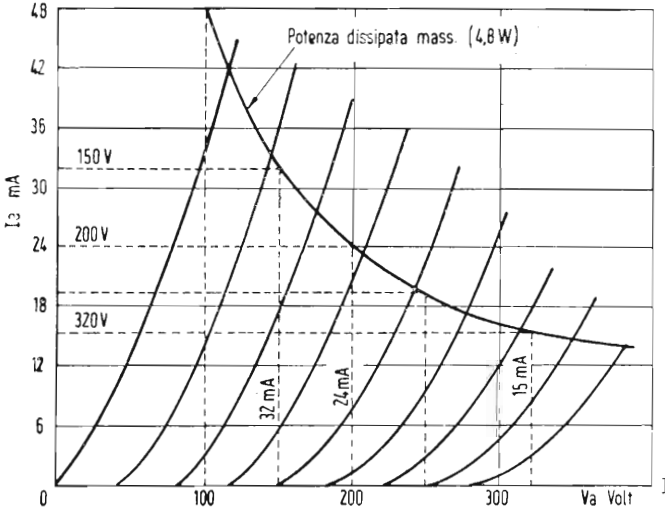


Fig. 110

Per garantire l'integrità della valvola è in ogni caso necessario non superare un certo valore massimo che è dato per ogni tipo di valvola.

Tuttavia è possibile raggiungere tale valore pur assegnando alla placca tensioni diverse, purchè nel contempo la corrente anodica sia regolata in modo che il prodotto rimanga costante ed uguale al detto valore.

L'area dei vari rettangoli aventi per base la tensione di placca e per lato verticale la rispettiva corrente anodica, misura la potenza dissipata nella valvola.

L'insieme dei punti di lavoro corrispondenti tutti ad una stessa potenza dissipata costisuiscono una iperbole (fig. 110).

Le Case costruttrici forniscono, con le curve di lavoro, anche l'indicazione del valore della massima potenza dissipabile mediante il quale è possibile tracciare l'iperbole relativa.

CLASSI DI AMPLIFICAZIONE

Angolo di circolazione di una corrente.

In fig. 111 è rappresentato un circuito costituito da un generatore di corrente alternata *G* connesso ai due elettrodi principali di un rettificatore (diodo) attraverso ad una sorgente di corrente continua *B*.

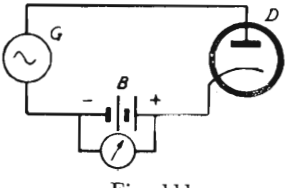


Fig. 111.

Qualora la sorgente *B* non fornisse alcun potenziale, nel diodo circolerebbe corrente solo durante un semiperiodo della corrente alternata. In questo caso, essendo un periodo rappresentato dalla rotazione di un vettore per

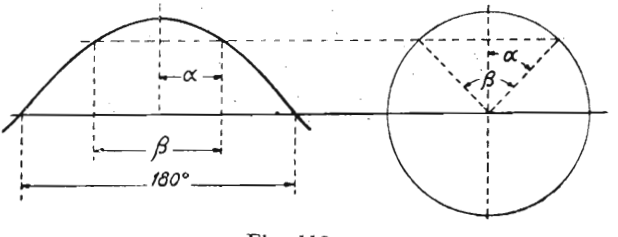


Fig. 112

360°, nel diodo vi sarebbe circolazione di corrente per 180°.

Se la sorgente B fornisce una f.e.m. diretta in senso inverso a quello della corrente circolante nel diodo (ossia una f.e.m. che « ritardi » il diodo) la corrente circolerà nel diodo solo per quella parte di periodo per la quale il potenziale sulla placca del diodo risulta essere positivo. Mentre precedentemente questa condizione si verificava per un intero semiperiodo ossia per 180°, in questo caso, a causa della f.e.m. di ritardo fornita da B essa si verificherà per un tratto minore, ossia l'angolo di circolazione sarà minore di 180°.

Più precisamente, se la f.e.m. fornita da B ha un valore E_b e la tensione di punta della corrente alternata è E_{mass}, si avrà la seguente relazione:

$$\cos \alpha = \frac{E_b}{E_{mass}}$$

da cui, essendo $\beta = 2\alpha$ è facile conoscere l'angolo di circolazione β della corrente, fig. 112.

In particolare, quando E_b è negativo ed uguale o maggiore in valore assoluto ad E_{mass} l'angolo di circolazione è zero.

Quando E_b è nullo l'angolo di circolazione è 180°.

Quando E_b è positivo ed uguale o maggiore di E_{mass} l'angolo di circolazione è di 360°.

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE A

Si definisce amplificatore in classe A quello stadio nel quale l'angolo di circolazione della corrente di griglia è nullo e quello della corrente anodica è di 360° (fig. 113).

In tale stadio, dunque non circola mai corrente di griglia mentre la corrente anodica circola per tutta la durata del periodo.

L'espressione generale dell'amplificazione d'uno stadio amplificatore in classe A è pertanto la seguente.

$$\mathbf{A} = \frac{\overline{\mathbf{E}}_p}{\overline{\mathbf{E}}_g} = \frac{-\mu \mathbf{Z}_e}{\mathbf{R}_i + \mathbf{Z}_e}$$

il cui significato è già stato chiarito (a pag. 142) per gli stadi amplificatori in genere.

Il rendimento massimo teorico di uno stadio in classe A è dato dal rapporto fra la potenza totale di alimentazione anodica a c. c. e la potenza resa, ossia:

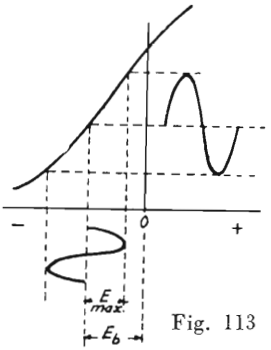


Fig. 113

$$\frac{I_p \text{ (eff.)} \; E_p \text{ (eff.)}}{I_o \; E_o} = \frac{1}{2} = 50\%$$

In pratica però, per evitare la distorsione ci si accontenta di rendimenti massimi dell'ordine del 25%.

STADIO IN CONTROFASE DI CLASSE A

La disposizione di due valvole in opposizione come da schema in figura 114 offre sensibili vantaggi, specialmente per quanto riguarda la distorsione, rispetto all'impiego di due valvole in parallelo o di una valvola di potenza doppia.

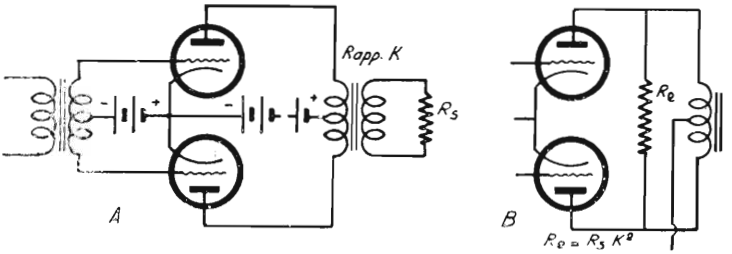


Fig. 114

La ragione di questo comportamento va ricercata nel fatto che, mentre la curva anodica di una valvola non è mai perfettamente simmetrica rispetto al punto di lavoro, specialmente per segnali forti applicati alla griglia della valvola, nel caso della disposizione in controfase le curve anodiche

delle due valvole, nei riguardi del segnale, sono complementari (vedi fig. 115) e costituiscono insieme quindi una unica curva, simmetrica rispetto al punto di lavoro. Ciò assicura che la forma del periodo della corrente di uscita sarà simmetrica e quindi praticamente *priva di contenuto di 2ª armonica.*

La potenza d'uscita di uno stadio in controfase di classe A è definita da:

$$W_u = \left(\frac{2\ \mu\ E_g}{2R_i + R_e} \right)^2 R_e$$

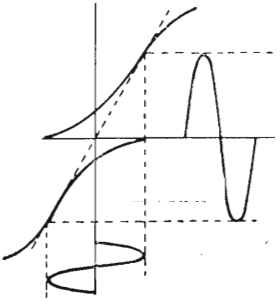


Fig. 115

dove con R_e si intende la resistenza equivalente disposta fra le placche delle due valvole (se K è il rapporto di trasformazione del trasformatore ed R_s è la resistenza di utilizzazione inserita sul secondario, si ha la relazione: $R_e = R_s K^2$), con μ ed R_i si intendono le caratteristiche di ciascuna valvola.

Il valore efficace della massima tensione alternata che si può avere a carico inserito fra le placche di uno stadio in controfase di classe A è data dalla tensione anodica di alimentazione moltiplicata per $\sqrt{2}$.

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE B

Si definisce stadio amplificatore in classe B quello stadio nel quale l'angolo di circolazione della corrente anodica è di 180°. In generale, con l'impiego di valvole particolarmente create per tali stadi, l'angolo di circolazione della corrente di griglia è di 180° (fig. 116) esso si riduce a valori minori quando si impieghino valvole richiedenti una tensione negativa per per la polarizzazione della griglia (fig. 117).

In questo caso, la tensione negativa da applicare alla griglia è quella che occorre per portare praticamente la corrente anodica all'interdizione.

Se lo stadio amplificatore in classe B si limitasse ad una sola valvola, riducendosi la circolazione di corrente anodica a solo 180° si avrebbe in uscita un solo semiperiodo il che corrisponde alla massima distorsione per 2° armonica.

Per questa ragione e per le considerazioni fatte precedentemente riguardo allo stadio in controfase (sulla complementarità delle due curve) *gli stadi di amplificazione in classe B sono sempre costituiti da due valvole in controfase.*

In tale modo l'angolo di circolazione della corrente anodica complessiva viene ad essere di 360° ed il periodo della corrente d'uscita viene mantenuto simmetrico.

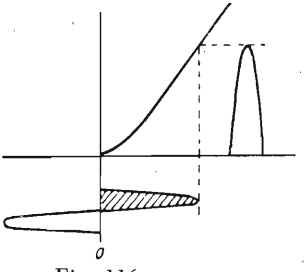


Fig. 116

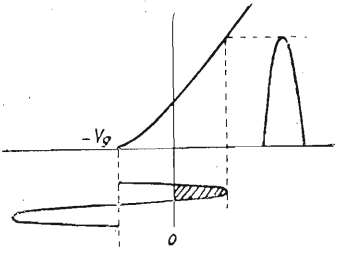


Fig. 117

Data la presenza di corrente di griglia è necessario che il trasformatore di ingresso dello stadio sia in grado di fornire alle valvole una certa potenza, esso deve essere quindi calcolato con criteri diversi da quelli che che vengono seguiti per i trasformatori di ingresso degli stadi in controfase di classe A.

Essendo interdetta la corrente anodica delle due valvole in assenza di segnale, lo stadio non dissipa praticamente potenza anodica se non vi è alcun segnale applicato alle griglie. Quando il segnale viene applicato alle griglie si ha tanto nel circuito anodico quanto nel circuito di griglia dissipazione di potenza. L'energia dissipata nel circuito di griglia viene fornita dallo stadio preamplificatore, quella dissipata nel circuito anodico viene fornita dal circuito d'alimentazione anodica.

A differenza di quanto avviene nello stadio di classe A nel quale la dissipazione di potenza anodica è pressochè costante tanto in assenza che in presenza di segnale, *in uno stadio in classe B la potenza richiesta al circuito di alimentazione è fortemente variabile in funzione dell'ampiezza del segnale applicato in griglia.* Per questo motivo è necessario che il predetto circuito di alimentazione presenti una minima impedenza in modo da poter fronteggiare assorbimenti intensi e repentini di corrente da parte delle valvole.

Per ragioni analoghe, quando le griglie delle valvole dello stadio sono polarizzate, a causa della potenza che nel circuito di griglia si dissipa è necessario che la sorgente che fornisce la tensione di polarizzazione offra minima impedenza.

L'espressione della potenza d'uscita di uno stadio in controfase di classe B è la seguente:

$$\mathbf{W}_u = \frac{\mu^2 \mathbf{E}^2_g \mathbf{R}_e}{(\mathbf{R}_e + \mathbf{R}_i)^2}$$

e quella della tensione fra le placche:

$$V_u = \frac{-\mu E_g R_e}{R_i + R_e}$$

in cui E_g è la tensione efficace fra griglie μ ed R_i conservano lo stesso significato che hanno per una sola valvola funzionante in classe A. R_e è la resistenza equivalente fra le due placche. Tale resistenza, se K e il rapporto del trasformatore d'uscita e R_e è la resistenza di utilizzazione inserita sul secondario, è data da $R_e = R_s K^2$, come per lo stadio in classe A.

La resistenza equivalente (ovvero l'impedenza di carico) R_e che deve essere posta fra le due placche per la massima resa di potenza della *valvola è pari a* 1,28 *volte la resistenza interna a corrente continua offerta da una singola valvola* (intesa come rapporto fra tensione enodica e corrente anodica continua), se trattasi di pentodi.

Il rendimento anodico di uno stadio in classe B è molto più elevato di quello di uno stadio in controfase di classe A, il suo valore *massimo teorico è del* 78,54%.

Valvole	Placche	Griglie	μ	R_i	R_e	E_g eff	W_u
'45	275	-76	3,2	1.070	875	85	17,1
'46	300	0	70	17.500	900	35,5	16,3
'59	400	0	45,7	12.000	1500	30	15,5
'89	180	0	50	20.000	3400	14,1	13,1

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE A B

Questo sistema di amplificazione riunisce le caratteristiche dell'amplificazione in classe A con quelle della classe B.

Per segnali piuttosto deboli applicati alla griglia lo stadio in classe AB funziona in realtà come in classe A ossia ammette per la corrente anodica un angolo di circolazione di 360° e di 0° per la corrente di griglia. Funziona con tensione negativa di polarizzazione e con corrente anodica di riposo.

Se il segnale applicato in griglia è maggiore della tensione di polarizzazione lo stadio lavora con corrente di griglia (con angolo di circolazione che cresce in funzione dell'ampiezza del segnale) durante parte dei semiperiodi positivi e in ogni singola valvola, senza corrente anodica durante parte del semiperiodo negativo della componente alternata applicata alla griglia. In queste condizioni, l'angolo di circolazione della corrente anodica è compreso fra 180° e 360°.

Anche per gli stadi di classe AB si rendono necessarie le precauzioni inerenti l'impiego di circuiti di alimentazione a bassa impedenza sia per gli anodi che per le griglie.

In conseguenza del diverso funzionamento dello stadio alle differenti ampiezze del segnale, la potenza d'uscita è data da una espressione che può considerarsi intermedia fra quelle delle classi A e B.

Uno stadio di due valvole in classe AB può considerarsi come costituito da una sorgente di tensione μE_g avente una resistenza il cui valore può oscillare fra R_i e $1/2\ R_i$ a seconda dell'angolo di circolazione.

La potenza di uscita di uno stadio in classe AB è data infatti approssimativamente dall'espressione:

$$W_u = \left(\frac{\mu E_g}{R_e + \dfrac{R_i}{1 + k}} \right)^2 R_e$$

in cui R_e, come nei casi precedenti è dato da $R_e = R_s K^2$ (R_s è la resistenza d'utilizzazione inserita nel secondario e K è il rapporto del trasfor-

matore), R_i è la resistenza interna, μ il coefficiente di amplificazione e k è data da:

$$k = \frac{I\ neg.}{I\ pos.}$$

in cui $I\ neg.$ è il valore di punta della corrente anodica quando il segnale non è tale da produrre corrente di griglia e $I\ pos.$ è il valore di punta della corrente anodica quando il segnale è tale da dare origine a corrente di griglia. (Vedere fig. 118).

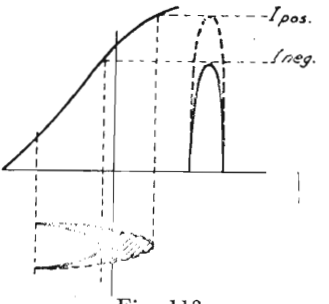


Fig. 118

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE C

Negli stadi amplificatori in classe C la griglia è polarizzata con una tensione negativa tale da portare la corrente anodica notevolmente oltre l'interdizione. L'intensità anodica di riposo è dunque in ogni caso nulla.

In queste condizioni l'angolo di circolazione della corrente anodica è inferiore ai 180°.

Il segnale applicato alla griglia ha un valore massimo notevolmente maggiore a quello della tensione negativa di polarizzazione della griglia, la corrente di griglia circola dunque ma con angoli molto più piccoli che per la classe B.

L'uscita di armoniche è notevolmente elevata e quindi lo stadio stesso non si presta assolutamente all'amplificazione di bassa frequenza, neppure se lo stadio è realizzato con due valvole in controfase.

Lo stadio in classe C è caratterizzato da un elevatissimo rendimento anodico che può raggiungere anche il 90% usando valvole di potenza e con tensione anodica relativamente bassa.

L'insieme di queste caratteristiche rende lo stadio in classe C particolarmente adatto per il funzionamento come amplificatore di potenza di alta frequenza in trasmettitori per radiotelegrafia.

La tensione che si forma ai capi del carico anodico, generalmente costituito da un circuito oscillatorio, è data dall'espressione:

$$V_a = -\mu R_e E_g \frac{\Theta - sen\ \Theta\ cos\ \Theta}{\pi R_i + R_e\ (\Theta - sen\ \Theta\ cos\ \Theta)}$$

in cui Θ è l'angolo di circolazione della corrente anodica espresso in *radianti*.

La potenza d'uscita si può ricavare dall'espressione: $W_u = \frac{V_a^2}{R_e}$

(1 radiante $= 57^o\,17'\,44''$ ossia $360^o/2\pi$).

Per ottenere la *massima potenza d'uscita da una valvola funzionante in classe* C *è necessario che l'impedenza di carico del circuito anodico* (R_e)

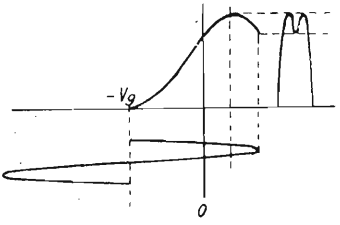


Fig. 119

sia pari a meta della resistenza interna a corrente continua della valvola (rapporto fra tensione e corrente continua).

L'impedenza di carico fra le placche, nel caso di uno stadio in controfase, deve essere dunque pari alla resistenza interna a corrente continua di una delle due valvole presa da sola. Il circuito oscillatorio di un amplificatore in classe C va calcolato in modo da soddisfare alle predette condizioni (vedere pag. 253 e seg.).

AMPLIFICATORE IN CLASSE A

AMPLIFICATORI A RESISTENZA E CAPACITA'

Un amplificatore di questo genere se fosse assolutamente aperiodico potrebbe essere facilmente calcolato con le formole che già abbiamo considerato per lo stadio amplificatore a resistenza.

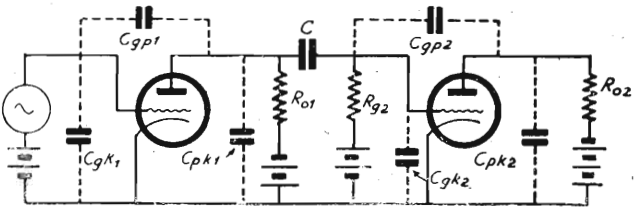


Fig. 120

La presenza di capacità interelettrodiche e di capacità di accoppiamento può alterare notevolmente i valori delle impedenze alle varie frequenze e quindi l'amplificatore stesso può comportarsi in modo molto diverso a seconda della frequenza alla quale viene fatto funzionare.

Più in particolare, le capacità possono influire in due modi diversi sull'amplificazione rispetto alla frequenza: le capacità in parallelo tendono ad attenuare le frequenze più alte e quelle in serie ad attenuare le frequenze più basse.

Esaminiamo l'amplificazione alla frequenza intermedia della banda nella quale l'amplificatore deve funzionare (per convenzione 400 Hz).

L'amplificazione del 1° stadio è:

$$A_m = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \frac{G_{pg1}}{G_{g2} + G_o + G_{p1}}$$

in cui:

$$G_{pg1} = \frac{\mu_1}{R_{i1}}; \quad G_{g2} = \frac{1}{R_{g2}}; \quad G_o = \frac{1}{R_{o1}} \text{ e } G_{p1} = \frac{1}{R_{i1}}$$

Il rapporto di amplificazione A_m espresso in decibel può venire usato come livello di zero per la valutazione delle attenuazioni alle frequenze maggiori o minori di quella media considerata.

L'amplificazione alla frequenza più bassa (che si valuta generalmente a 50 Hz), in rapporto all'amplificazione a frequenza intermedia è espressa da:

$$A_L = \frac{A_m}{\sqrt{1 + (G_e/\omega C)^2}}$$

in cui:

$$G_e = \frac{G_{g2}\,(G_o + G_{p1})}{G_o + G_{p1} + G_{g2}}$$ e C è la capacità di accoppiamento fra i due stadi.

L'attenuazione alle basse frequenze dovuta alla impedenza offerta da C è espressa in dB da: $20\ log_{10} \sqrt{1 + (G_e/\omega C)^2}$.

L'amplificazione alle frequenze più alte (che si valutano generalmente intorno a 10.000 Hz) è data da:

$$A_H = \frac{A_m}{\sqrt{1 + (\omega\, C_e + G'_e)^2}}$$

in cui: $C_e \simeq C_{pg1} + C_{pk1} + C_{gk2} + C_{gp2}\,(1 + |A_{v2}|)$, a sua volta

$$G'_e = G_{p1} + G_o + G_{g2}$$

L'attenuazione dovuta all'azione di C_e (che si trova in parallelo) alle frequenze alte, espressa in decibel, è $20\ log_{10} \sqrt{1 + (\omega\, C_e/G'_e)^2}$.

Al variare della frequenza non soltanto l'amplificazione varia ma anche l'angolo di fase della tensione d'uscita rispetto a quella d'entrata.

Lo spostamento di fase si può conoscere dalle relazioni:

$$tg\ \Theta_L = \frac{G_e}{\omega C}$$ alle basse frequenze

$$tg\ \Theta_H = \frac{\omega C_e}{G'_e}$$ alle frequenze elevate

AMPLIFICATORI A B F AD IMPEDENZE E CAPACITA'

Sotto tale denominazione sono compresi tutti gli amplificatori realizzati con i vari sistemi di accoppiamento, escluso quello a trasformatori.

Più in particolare però si dà tale nome agli amplificatori il cui sistema di accoppiamento è realizzato con bobine di arresto nei circuiti anodici e con condensatori di accoppiamento (fig. 121).

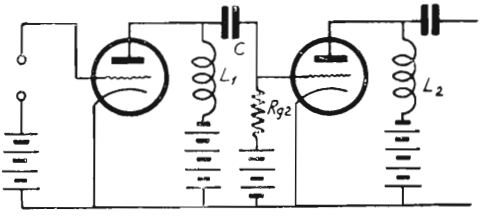


Fig. 121

In essi si ha il vantaggio che pur avendo forti valori di impedenza di carico si ha una minima caduta di tensione a c. c. nel circuito anodico.

L'amplificazione del 1° stadio alla frequenza intermedia è:

$$A_m = \frac{E_{g2}}{E_{g1}} = \frac{G_{pg1}}{G_{p1} + G_{g2}} = \frac{\mu R_{g2}}{R_i + R_{g2}}$$

in cui:

$G_{pg1} = \dfrac{\mu_1}{R_{i1}}$ e $G_{p1} = \dfrac{1}{R_{i1}}$ per la prima valvola, ed $G_{g2} = \dfrac{1}{R_{g2}}$ per la seconda.

L'amplificazione alle basse frequenze in rapporto alla amplificazione precedentemente considerata è, per $C \geqq 0{,}05$ μF, per $R_{g2} \geqq 0{,}5$ MΩ ed $f \geqq 50$ Hz:

$$A_L \cong \frac{A_m}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 L^2_1}\left(\frac{R_{i1}\, R_{g2}}{R_{i1} + R_{g2}}\right)^2}}$$

L'attenuazione alle basse frequenze dovuta alla insufficiente reattanza offerta da L_{o1} alle predette frequenze è:

$$20 \log_{10} \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 L^2_1}\left(\frac{R_{i1}\, R_{g2}}{R_{i1} + R_{g2}}\right)^2}$$

Alle frequenze più alte, l'amplificazione A_H è data da:

$$A_H = \frac{A_m}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C_e}{G_e}\right)^2}}$$

in cui C_e è la capacità risultante delle capacità interelettrodiche più la capacità distribuita dell'avvolgim. di L_1, e G_e è data da $G_{p1} + G_{g2} + \frac{1}{R_c}$ dove con $\frac{1}{R_c}$ si intende la conduttanza dovuta alla insufficienza induttiva della bobina.

AMPLIFICATORI A TRASFORMATORE

Il circuito equivalente completo di uno stadio a trasformatore è illustrato in fig. 122, Il significato dei vari organi ivi rappresentati è il seguente:

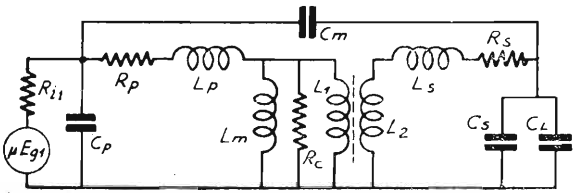


Fig. 122

Generatore μE_{g1}: schematizza la valvola del 1° stadio che avendo in griglia il segnale di ampiezza E_g provoca nel circuito anodico una f.e.m. pari al prodotto di E_g per il coefficiente di amplificazione μ.

R_{i1} è la resistenza interna della prima valvola.

R_p ed R_s sono le resistenze ohmiche offerte rispettivamente dal primario e dal secondario.

L_p ed L_s sono le induttanze disperse rispettivamente dal primario e dal secondario.

C_p e C_s sono le capacità distribuite dei due avvolgimenti, primario e secondario.

C_m è la capacità fra i due avvolgimenti, essa può mancare per certi trasformatori.

C_L è la capacità d'ingresso della seconda valvola.

L_m è l'induttanza equivalente di magnetizzazione e rappresenta l'isteresi del nucleo.

R_e rappresenta le perdite di natura elettrica nel nucleo.

L_1 ed L_2 rappresentano le parti equivalenti di avvolgimenti del primario e del secondario veramente accoppiate fra loro e che trasferiscono la corrente e la tensione dal primario al secondario conferendo la propria fase ai due avvolgimenti. Detta fase può essere però alterata dalla presenza di C_m.

Il rapporto di trasformazione effettivo del trasformatore è dato da:

$$k = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

In un trasformatore molto ben accoppiato in cui L_p ed L_s sono trascurabili di fronte ad L_1 e L_2 si può ritenere che il detto rapporto : k, equivalga al rapporto fra le spire dei due avvolgimenti.

Determinazione delle costanti per il calcolo di un trasformatore di BF

L'induttanza equivalente di magnetizzazione L_m precedentemente citata si ricava dall'espressione:

$$L_m \text{ (in henry)} = \frac{4\,\pi\,10^{-9}\,N^2_p\,\mu_r\,A}{l}$$

(Se vi è nel primario corrente continua avvalersi del procedimento indicato a pag. 182) in cui N_p è il numero complessivo delle spire primarie. μ_r è la permeabilità relativa (che può essere diversa a seconda della qualità di ferro del nucleo e della intensità della corrente continua che percorre il primario.

A è l'area netta della sezione, in cm², del nucleo; l è la lunghezza del percorso magnetico in cm. Per il calcolo di L_t (induttanza dispersa complessiva) vedere a pag. 188.

Infine, la R_c del circuito equivalente (dovuta alle perdite del nucleo) è data da:

$$R_e = \frac{2\,\pi^2\,10^{-16} f^2\,N_p{}^2\,A}{K_c\,l}$$

$$\text{in cui} \quad K_c = \frac{\text{perdite per cm}^3 \text{ di nucleo}}{B^2}$$

B è l'induzione del ferro (in gauss).

La capacità distribuita è data dalla serie delle capacità esistenti tra ciascuna coppia di strati. La capacità fra due strati è approssimatamente calcolabile supponendo che ciascuno strato equivalga ad una armatura di metallo della stessa superficie e che il dielettrico che le separa sia carta paraffinata avente uno spessore pari a quello dello strato di carta paraffinata che separa i due strati più il doppio dello spessore dell'isolamento che ricopre il filo.

Calcolata così la capacità, fra due strati basterà dividerne il valore per il numero degli strati per conoscere la capacità distribuita totale.

Come si è fatto in precedenza, si sceglierà come valore di riferimento l'amplificazione dello stadio ad una frequenza intermedia, ciò ci permetterà di valutare l'attenuazione in dB alle frequenze maggiori e alle frequenze minori di quella prefissata quale intermedia.

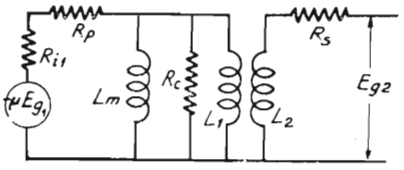


Fig. 123

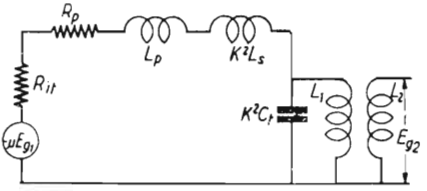


Fig. 124

I circuiti equivalenti di fig. 123 e fig. 124 si adattano rispettivamente al calcolo delle caratteristiche dello stadio alle frequenze più basse ed alle frequenze più alte di quella prescelta per il riferimento.

Alla frequenza intermedia, R_c ossia la resistenza equivalente alle perdite del nucleo, è molto alta di fronte ad $R_{i1} + R_p + K^2 R_s$ quindi l'amplificazione dello stadio si avvicina a:

$$A_m = \frac{\mu L_1}{K (R_{i1} + R_p + j \omega L_1)}$$

Alle frequenze più basse l'induttanza di magnetizzazione L_m è sensibile, quindi l'espressione dell'amplificazione, riferita ad A_m è:

$$A_L = \frac{A_m}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega L_m} \times \frac{(R_p + R_{i1}) R_c}{R_c + R_p + R_{i1}} \right)^2}}$$

L'attenuazione alle basse frequenze, in dB è:

$$20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega L_m} \times \frac{(R_p + R_{i1}) R_c}{R_c + R_p + R_{i1}} \right)^2}$$

Alle frequenze elevate le capacità distribuite hanno un effetto sensibile sull'amplificazione. Nei casi in cui C_m è trascurabile rispetto a $C_s + C_L$ l'amplificazione alle frequenze elevate è espressa, in rapporto ad A_m da:

$$A_H = \frac{A_m}{\sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f^2_r}\right)^2 + \frac{f^2}{f^2_r} \times \frac{1}{Q^2_r}}}$$

L'amplificazione o l'attenuazione è per conseguenza data da:

$$20 \log_{10} \sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f^2_r} + \frac{f^2}{f^2_r} \times \frac{1}{Q^2_r}\right.}$$

in cui:

$$Q_r = \frac{\omega_r L_t}{R_e}; \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_t C_e}}; \quad C_e = \frac{C_m + C_s + C_L}{K^2};$$

$$R_e = R_{i1} + R_p + K^2 R_s; \quad L_t = L_p = K^2 L_s;$$

$$C_L + C_{gk2} + C_{gp2} (1 + |A_{v2}|)$$

in cui A_{v2} è l'amplificazione dello stadio successivo.

I risultati migliori si hanno quando Q_r ossia $\frac{\omega_r L_t}{R_e}$ si approssima all'unità.

Nei casi nei quali C_m non è trascurabile rispetto a $C_s + C_L$ l'amplificazione è data ancora da A_H (precedentemente calcolata) moltiplicata però per:

$$1 + \frac{K C_m}{C_m + C_s + C_L}$$

E' importante tener presente che K può essere quindi positivo o negativo a seconda del senso relativo degli avvolgimenti. E' positivo quando procedendo dalla placca della valvola che precede alla griglia della valvola che segue, i due avvolgimenti si presentano l'uno come il proseguimento dell'altro.

STADIO AMPLIFICATORE FINALE IN CLASSE A

Si consideri uno stadio finale in classe A costituito da una valvola amplificatrice di potenza, connessa alla bobina mobile di un altoparlante mediante un trasformatore di uscita (fig. 125). In uno stadio di tale tipo generalmente la caduta di tensione dovuta all'avvolgimento primario del trasformatore è trascurabile rispetto al valore della tensione anodica e si può quindi ritenere la tensione di placca della valvola uguale alla tensione anodica di alimentazione.

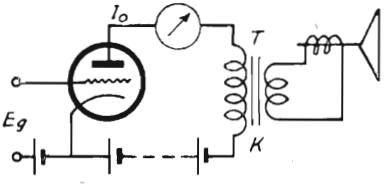


Fig. 125

Una valutazione della *massima potenza ottenibile* dalla valvola in classe A si ha quando sono note la tensione e la intensità anodiche, essa infatti *corrisponde alla metà della potenza anodica di alimentazione.*

Il valore più adatto di impedenza che il complesso trasformatore-altoparlante deve presentare per una uscita soddisfacente compatibile con il minimo di distorsione, va stabilito in seguito ad un esame delle caratteristiche di lavoro secondo i criteri indicati a pag. 153.

Vi sono tuttavia regole che consentono di valutare i valori approssimati dell'impedenza ottima di carico, esse sono:

PER I TRIODI

L'impedenza ottima di carico è pari a circa il doppio della resistenza interna della valvola.

PER I PENTODI:

L'impedenza ottima di carico è data dal rapporto fra la tensione di alimentazione anodica e l'intensità della corrente di placca di riposo della valvola.

Nel caso ideale che l'induttanza del primario fosse infinita e l'accoppiamento del trasformatore fosse perfetto, l'impedenza di carico sarebbe

rappresentata esclusivamente dalla resistenza della bobina mobile vista dal primario del trasformatore.

Noto dunque il valore ottimo della impedenza di carico R_e, la resistenza della bobina mobile R_s, si può calcolare *il rapporto che è necessario dare al trasformatore*:

$$\textit{rapporto di trasf. } \mathbf{K} = \frac{\mathbf{N}_p}{\mathbf{N}_s} = \sqrt{\frac{\mathbf{R}_e}{\mathbf{R}_s}}$$

Questa formola non tiene conto di alcuni fattori che esamineremo, tuttavia si presta per ricavare dati approssimativi.

In pratica, l'induttanza del primario ha un valore finito e quindi il primario stesso presenta una reattanza X_p non infinita. Detta reattanza va considerata in parallelo alla resistenza che si riflette dal secondario sul primario (ossia ad R_e che è uguale ad $R_s\ K^2$).

Nello stabilire il rapporto di trasformazione da assegnare al trasformatore è dunque necessario tenere conto che sul primario esiste gia una impedenza Z_p rappresentata dal primario del trasformatore, e che quindi R_e deve essere tale che disposta in parallelo a Z_p deve dare il valore di impedenza di carico ottimo.

A frequenze molto basse, evidentemente il valore di reattanza del primario si abbassa notevolmente e, anche se la resistenza riflessa sul primario resta costante, l'impedenza complessiva si riduce molto al disotto del valore ottimo. Siccome nei pentodi quando si ha quale impedenza di carico un valore inferiore a quello ottimo si ha una minore amplificazione di potenza, è chiaro che la amplificazione si ridurrà quanto più bassa è la frequenza.

L'impedenza si riduce al valore di 0,71 volte il valore ottimo (o più precisamente: $1/\sqrt{2}$ volte) quando la reattanza del primario è uguale alla resistenza riflessa sul primario stesso, ossia per:

$$X_p = R_e$$

Siccome X_p è data da: $2\ \pi f L_p$ ed R_e è data da $R_s\ K^2$, la relazione precedente si potrà anche scrivere sotto la forma seguente:

$$2\ \pi\ f\ L_p = R_s\ K^2$$

da cui è facile mettere in evidenza f che è detta *frequenza di taglio* e che è quella frequenza alla quale l'amplificazione si riduce a 0,71 volte (ossia:

$1/\sqrt{2}$ volte) il valore della amplificazione alla frequenza intermedia della banda (valutata di solito in 400 Hz).

$$f = \frac{R_s \, K^2}{2 \, \pi \, L_p}$$

(espressione approssimata perchè non tiene conto della resistenza ohmica propria dell'avvolgimento primario e quindi valida quando questa è tra-

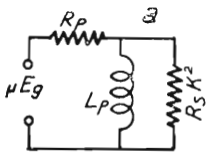


Fig. 126

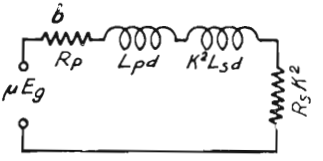


Fig. 127

scurabile) in cui R_s è la resistenza che trovasi disposta fra i capi del secondario del trasformatore di uscita, p. es. la bobina mobile dell'altoparlante, K è il rapporto di trasformazione ed L_p è il valore di induttanza del primario.

In realtà, nel caso di un altoparlante si dovrebbe parlare di impedenza disposta ai capi del trasformatore di uscita, ma per semplicità si considera generalmente la sola resistenza senza per altro commettere un forte errore essendo l'impedenza della bobina mobile molto più costante alle varie frequenze che l'impedenza di una induttanza generica.

Alle frequenze alte (suoni acuti) la reattanza di L_p diventa elevatissima e quindi essa, essendo in parallelo, (vedere fig. 126) non altera sensibilmente il valore della impedenza complessiva.

Invece, a tali frequenze si fa sentire molto l'effetto delle induttanze disperse primaria e secondaria: L_{pd} ed L_{sd} (vedere circuito equivalente di fig. 127) che sono da considerarsi in serie.

Ricordiamo che L_{pd} è misurata in pratica dall'induttanza dell'avvolgimento primario quando il secondario è disposto in corto circuito ed L_{sd} è misurata dall'induttanza del secondario quando il primario è in corto circuito.

La condizione ideale per una uniforme amplificazione di tutti i suoni sarebbe dunque che L_p fosse quanto più possibile elevata ed L_{pd} ed L_{sd} fossero trascurabili.

CALCOLO DELLE ATTENUAZIONI - FREQUENZE DI TAGLIO

ATTENUAZIONE ALLE FREQUENZE BASSE (circuito equival. fig. 126).

Il valore della intensità di corrente che circola in $R_s K^2$, posto che E_g sia il segnale applicato in griglia, μ sia il coefficiente di amplificazione della valvola e R_p sia la resistenza interna della valvola finale, è dato da:

$$i_1 = \mu E_g \frac{\dfrac{j \omega L_p}{j \omega L_1 + R_s K^2}}{\dfrac{j \omega L_p \cdot R_s K^2}{j \omega L_p + R_s K^2} + R_p}$$

Se L_p è molto elevata e quindi $j \omega L_p$ è di gran lunga maggiore di $R_s K^2$ (caso ideale) allora l'espressione si semplifica e diviene:

$$i_2 = \mu E_g \frac{1}{R_p + R_s K^2}$$

Il rapporto fra i_2 ed i_1 ci dice dunque di quanto si attenua la corrente utile della bobina per effetto della insufficiente reattanza del primario:

$$a = \left| \frac{i_2}{i_1} \right| = \left| \frac{(R_p + R_s K^2)\, j \omega L_p}{(R_p + R_s K^2)\, j \omega L_p + R_p \cdot R_s K^2} \right| \quad \text{ossia}$$

$$a = \frac{\omega L_p}{\sqrt{\omega^2 L_p^2 + \left(\dfrac{R_p R_s K^2}{R_p + R_s K^2} \right)^2}} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{R_s K^2}{\omega L_p} \right)^2 \times \dfrac{1}{\left(1 + \dfrac{R_s K^2}{R_p} \right)^2}}}$$

Da questa ultima relazione si conclude facilmente che quando:

$\dfrac{R_s K^2}{\omega L_p} = 1 + \dfrac{R_s K^2}{R_p}$. a diventa uguale a $\dfrac{1}{\sqrt{2}}$ ossia a 0,71.

La frequenza a cui ciò avviene è:

$$\mathbf{f} = \frac{\mathbf{R_s K^2}}{\mathbf{2 \pi L_p}} \left(\frac{\mathbf{R_p}}{\mathbf{R_p + R_s K^2}} \right. \quad \textit{frequenza di taglio}$$

ATTENUAZIONE ALLE FREQUENZE ALTE (circ. equiv. fig. 127).

Il valore di intensità della corrente circolante in $R_s K^2$ è alle frequenze alte della banda acustica (fig. 127) dato da:

$$i_1 = \frac{\mu E_g}{R_p + j \omega L_{pd} + j \omega K^2 L_{sd} + R_s K^2}$$

Se le induttanze disperse L_{pd} ed L_{sd} fossero trascurabili, l'intensità sarebbe data da:

$$i_2 = \frac{\mu E_g}{R_p + R_s K^2}$$

L'attenuazione della corrente alle frequenze alte è data dal rapporto fra i_2 ed i_1 ossia:

$$a = \frac{i_2}{i_1} = \frac{R_p + R_s K}{R_p + R_s K^2 + j \omega (L_{pd} + L_{sd} K^2)}$$

Relazione che è perfettamente valevole quando ai capi del secondario è inserita una resistenza pura.

Quando ω $(\mathbf{L_{pd} + L_{sd} K^2}) = (\mathbf{R_p + R_s K^2})$ l'attenuazione diventa $a = 1/\sqrt{2}$, ossia $= 0{,}71$, *la frequenza di taglio* è data da:

$$\mathbf{f} = \frac{\mathbf{R_p + R_s K^2}}{\mathbf{2 \pi (L_{pd} + L_{sd} K^2)}}$$

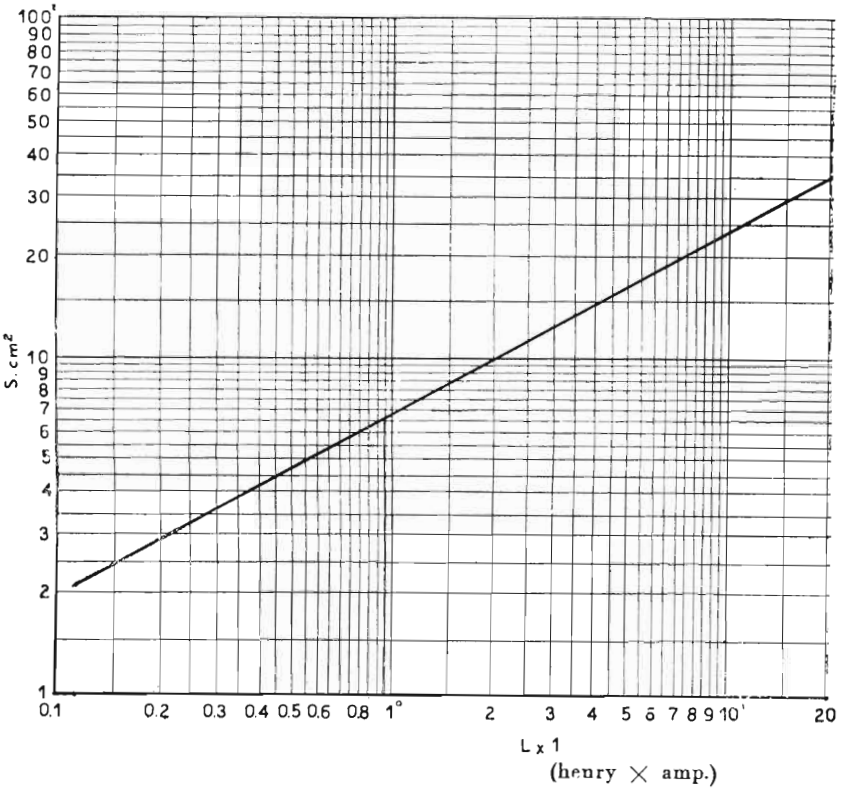
ALCUNI DATI PRATICI.

Tipo di valvola: EL6 (AL5) *pentodo da* 7,7 W d'uscita con 10% di distorsione. Resistenza di carico *Re* 3500 Ω. Induttanza primaria raccomandabile $L_p = 11$ H (a secondario aperto). Nuclei con 4% silicio. Sezione 400 mm², traferro 0,3 mm in totale.

Spire primarie 3000 filo 0,25 mm. Secondario conforme all'impedenza della bobina mobile in relazione alla formola $K = \sqrt{\frac{R_e}{R_s}}$ (pagina 177).

Tipo di valvola AD1 - *triodo di potenza* - Resistenza di carico $Re = 2300\ \Omega$. Induttanza primaria raccomandabile $L_p = 2{,}1$ H (a secondario aperto). Spire 1300 primarie filo 0,25. Il secondario si calcola come è indicato nel caso precedente.

ABACO PER DEFINIRE LA SEZIONE DEL NUCLEO DI IMPEDENZE PER B. F.



CALCOLO DI UNA IMPEDENZA DI FILTRO O DI ACCOPPIAMENTO BF

Il funzionamento di una impedenza di filtro o di accoppiamento è caratterizzata dal fatto che nell'avvolgimento scorre oltre che una componente alternata, anche una corrente continua.

La corrente continua è spesso tale da portare il ferro del nucleo a lavorare in un punto di scarsa permeabilità (p. es. prossimo alla saturazione), il che conduce ad una diminuzione dell'induttanza che deve essere compensata con un aumento della sezione del nucleo.

Questo inconveniente può essere ovviato mediante l'adozione di un traferro che, pur aumentando la riluttanza del nucleo ne rende più lineare la magnetizzazione in funzione della forza magnetomotrice e fa si che si giunga in prossimità della saturazione del nucleo per valori di f.m.m. molto più elevati.

Se il traferro diventa troppo grande però, la riluttanza del nucleo diviene troppo forte e perciò l'induttanza si riduce notevolmente.

Vi è dunque un valore ottimo di traferro e vi è un procedimento per calcolarlo.

Dalle relazioni:

$$(1)\quad L = \frac{0{,}4\ \pi\ N^2\ S}{\dfrac{l}{\mu\Delta} + a}\ 10^{-8} \qquad (2)\quad B = \frac{0{,}4\ \pi\ I\ N}{\dfrac{l}{\mu} + a}$$

in cui:

N è il numero di spire

S è la sezione del nucleo in cm^2

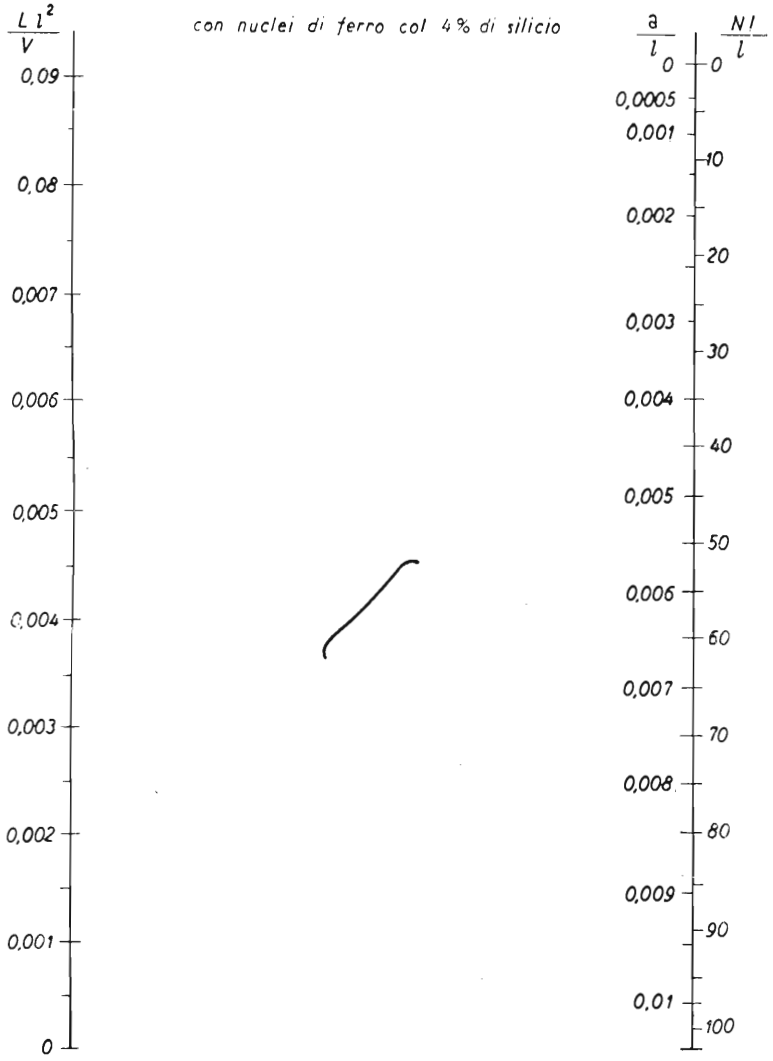
l è la lunghezza del percorso magnetico nel ferro in cm

a è il traferro in cm di spessore

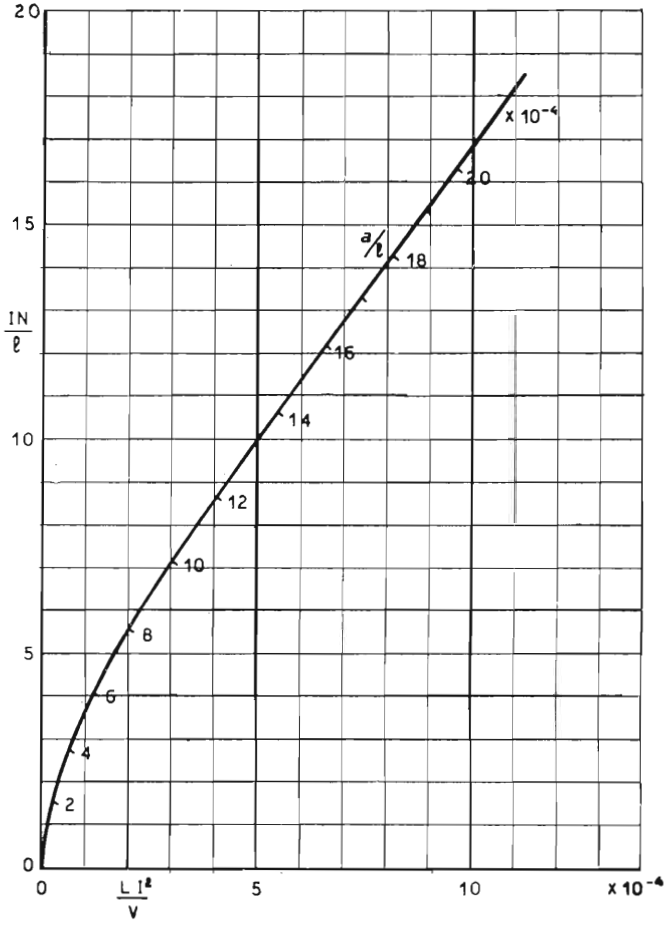
μ è la permeabilità normale B/H

$\mu\Delta$ è la permeabilità incrementale (ossia $\dfrac{\Delta B}{\Delta H}$ per il ciclo minore di isteresi)

B è la densità del flusso in gauss.



ABACO PER IL CALCOLO DI IMPEDENZE a B F
(valori medi)



ABACO PER IL CALCOLO DI IMPEDENZE per B F
(valori piccoli)

si giunge alla seguente:

$$L = \frac{B^2 \, S}{0{,}4 \, \pi \, l^2} \times \frac{\left(\frac{l}{\mu} + a\right)^2}{\frac{l}{\mu\Delta} + a} \, 10^{-8} \text{ henry}$$

Il prodotto della sezione S per la lunghezza l del nucleo dà il volume V del medesimo. Sostituendo dunque a $S \, l$ il volume V (cm³) si ha:

$$\frac{\mathbf{L \, I^2}}{\mathbf{V}} = \frac{\mathbf{B^2}}{\mathbf{0{,}4\pi}} \times \frac{\left(\frac{\mathbf{1}}{\mu} + \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{l}}\right)^2}{\frac{\mathbf{1}}{\mu\Delta} + \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{l}}} \, \mathbf{10^{-8}} \text{ (henry)}$$

La relazione (2) può anche essere posta sotto la forma:

$$\frac{\mathbf{I \, N}}{\mathbf{l}} = \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{0{,}4\pi}} \left(\frac{\mathbf{1}}{\mu} + \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{l}}\right)$$

Ora, se sono noti i valori di μ e di $\mu\Delta$ in funzione di B, si possono costruire dei grafici che diano $\frac{L \, I^2}{V}$ in funzione di $\frac{I \, N}{l}$ e di $\frac{a}{l}$

I grafici di pagg. 183 e 184 servono appunto a tale scopo e sono valevoli per nuclei di lamierino di ferro al 4% di silicio.

Uso del grafico.

Stabilito il valore di induttanza L che si vuol ottenere e l'intensità I della corrente continua che attraverserà l'avvolgimento, dal grafico di pag. 181, si potrà ricavare il valore approssimativo della sezione S del nucleo.

Posto che il nucleo sia a sezione quadrata, la larghezza della colonna centrale del lamierino sarà data da $\sqrt{S}$ (la lunghezza del percorso magnetico è in media 6 volte la larghezza della colonna centrale).

Il prodotto della sezione (in cm²) per la lunghezza del percorso magnetico (in cm) dà il volume del nucleo in cm³

$$V = 6 \, S \sqrt{S}$$

Definito in tale modo il volume V del nucleo, essendo noto L e nota I si calcolerà il valore di:

$$\frac{L\,I^2}{V}$$

e si segnerà il punto corrispondente a tale valore sulla colonna verticale sinistra del grafico di pag. 183.

Da tale punto si traccerà la tangente alla curva di guida del grafico. Detta tangente incontrerà ciascuna delle due colonne verticali di destra in un punto al quale corrisponderà, rispettivamente un valore di $N \cdot I/l$ ed un valore di a/l.

Se i due valori trovati sono:

$$n_1 = \frac{N\,I}{l} \qquad \text{ed} \qquad n_2 = \frac{a}{l}$$

essendo noto I ed l, si avrà:

$$\mathbf{N} = \frac{\mathbf{n_1\,l}}{\mathbf{I}} \qquad \text{ed} \qquad \mathbf{a} = \mathbf{n_2\,l}$$

che dànno rispettivamente il numero di spire che si devono avvolgere per avere il valore voluto di induttanza ed il traferro (in cm) che deve trovarsi nel circuito magnetico.

Il diametro del conduttore da avvolgere si trova con la semplice relazione empirica:

$$\mathbf{D = 0{,}8\,\sqrt{I}}$$

L'area di ingombro della sezione dell'avvolgimento è data dalla formola:

$$\mathbf{A = 0{,}64\,N\,I} \quad \text{in mm}^2$$

Il diametro D del conduttore può essere calcolato anche secondo altri criteri, al fine di ottenere dati valori di resistenza dall'avvolgimento o di economizzare il rame, in tutti i casi l'area A sarà data da $A = D^2\,N$.

Tale area, maggiorata del 200% (spessore dei vari isolamenti) ossia triplicata, dovrà risultare uguale a quella delle finestre del lamierino.

CALCOLO DI UNA INDUTTANZA DI B F NON PERCORSA DA CORRENTE CONTINUA

Se una induttanza di BF non è percorsa da corrente continua, non esiste nel nucleo alcuna magnetizzazione e quindi cessa lo scopo di dotare il circuito magnetico di traferro.

In questo caso, anzi, converrà montare i lamierini « incrociati », come per i trasformatori, cosicchè il traferro si riduca il più possibile e quindi l'induttanza acquisti il valore più elevato.

Il valore di induttanza in tale caso è dato da:

$$L = \frac{0{,}4\ \pi\ N^2\ S\ \mu}{l}\ 10^{-8}\ \text{(henry)}$$

da cui

$$N = \sqrt{\frac{l\ L}{0{,}4\ \pi\ S\ \mu}}\ 10^8$$

Tali formole hanno reale valore solo nel caso che il traferro sia ridotto a valori trascurabili e per componenti alternate molto deboli.
Inoltre è necessario conoscere molto bene il valore di μ (vedere grafici N. 15 e 16 e tabelle pagg. 353 e 355).

In pratica, il procedimento più consigliabile è ancora quello suggerito per il calcolo delle induttanze percorse da c. c.

Infatti, le differenze fra una induttanza non percorsa da corrente e una induttanza percorsa da una debole corrente sono trascurabili.

Nel caso attuale si considererà l'avvolgimento come percorso da una componente continua da 3 a 5 mA.

Per quanto riguarda la definizione del diametro del conduttore da avvolgere, nelle formole indicate per calcolarlo, con I si intenderà il valore efficace della componente alternata, lo stesso si indica per la definizione dell'area di ingombro della sezione dell'avvolgimento.

CALCOLO DI UN TRASFORMATORE DI USCITA

Noto il valore di resistenza ottima di carico R_e e noto il rapporto di trasformazione, posto che si voglia un trasformatore atto a riprodurre fedelmente le frequenze della banda acustica da f_1 a f_2 (ossia p. es. da 50 a 5000 Hz), si definirà anzitutto il valore di induttanza del primario in modo che la frequenza di taglio sia f_1 (cioè 50 Hz).

Il taglio, (pag. 177), si ha quando:

$$X_p = R_e \quad \text{ossia:} \quad 2\,\pi f_1 L = R_e$$

da cui si ricava:

$$L = \frac{R_e}{2\,\pi f_1}$$

Il valore di intensità della corrente anodica di riposo è noto, quindi si procederà al calcolo di L con il procedimento indicato a pag. 182. Alla frequenza più elevata f_2 (es. 5000 Hz) l'attenuazione è dovuta alla induttanza dispersa. Il taglio si ha quando:

$$\omega\,(L_{pd} + L_{sd}\,K^2) = R_p + R_s\,K^2 \qquad \text{(pag. 180)}$$

ora, ω è nota; R_p è nota (resistenza interna della valvola); $R_s\,K^2$ è anche nota, è facile quindi calcolare l'induttanza dispersa complessiva massima

$$L_{pd} + L_{sd}\,K^2 = \frac{R_p + R_s\,K^2}{\omega}$$

Formola valida se R_s è una resistenza pura. Se invece R_s è rappresentata dalla bobina mobile, si deve tener presente che il suo valore a 5000 Hz è circa raddoppiato.

Induttanza dispersa complessiva.

L'induttanza dispersa complessiva è legata alle caratteristiche costruttive del trasformatore dalla relazione:

$$L_t = 0{,}4\,\frac{N^2_p}{l}\,u\,(3d_1 + d_p + d_s)\,10^{-8} \text{ henry}$$

valida per avvolgimenti cilindrici sovrapposti.

In cui:

d_s = spessore dello strato isolante fra i due avvolgimenti.
d_p = spessore dell'avvolgimento primario
d_s = spessore dell'avvolgimento secondario
u = perimetro della spira media
l = altezza degli avvolgimenti in cm
N_p = spire primarie.

Se si vuole ridurre l'induttanza dispersa si può disporre il primario fra due metà del secondario, in tale caso la relazione diventa:

$$L_t = 0{,}1 \frac{N_p^2}{l} u \, (6d_i + d_d + d_s) \, 10^{-8} \text{ henry}$$

Diametro dei conduttori

Il migliore rendimento di un trasformatore si ha quando le perdite nell'avvolgimento primario e nell'avvolgimento secondario sono uguali.

Questa considerazione non tiene conto della componente continua che spesso percorre il primario del trasformatore di uscita.

Essendo le sezioni dei conduttori proporzionali ai quadrati dei rispettivi diametri e dovendo essere la sezione del conduttore secondario $\sqrt{K}$ volte maggiore di quella del conduttore primario, il diametro del filo secondario sarà $\sqrt{K}$ volte il diametro del filo primario.

La resistenza ohmica complessiva degli avvolgimenti ha un effetto equivalente ad una resistenza in serie il cui valore sia:

$$R = R_1 + K^2 R_2$$

in cui R_1 è la resistenza ohmica del primario e R_2 è la resistenza del secondario.

La perdita di potenza in % del trasformatore dovuta alla resistenza degli avvolgimenti è calcolabile come rapporto fra la resistenza R e la resistenza ottima di carico R_e della valvola.

$$\text{perdita} = \frac{R_1 + K^2 R_2}{R_e} \cdot 100$$

A tale perdita va aggiunta quella del nucleo che è desumibile dai grafici di pag. 355 e che però è, in trasformatori ben calcolati, molto piccola.

L'induzione B del nucleo (in gauss) è calcolabile, a titolo di controllo con l'espressione.

$$B = \frac{E}{4{,}44 f_1 N S} 10^8$$

in cui E è la tensione alternata ai capi del primario alla frequenza più bassa della banda f_1: N è il numero di spire primarie ed S è la sezione del nucleo.

TRASFORMATORI PER STADI D'USCITA IN CONTROFASE

a) Per stadio BF in classe A

I circuiti anodici d'uscita di uno stadio in controfase si possono considerare in serie fra loro agli effetti delle componenti alternate.

In conseguenza di ciò, se R_e è il valore ottimo del carico di uscita per una singola valvola funzionante in classe A quando si tratti invece di due valvole dello stesso tipo funzionanti in controfase, il carico ottimo da disporre *fra le due placche dovrà essere* 2 R_e.

Essendo l'impedenza primaria proporzionale al quadrato del rapporto di trasformazione (ved. pag. 177), per ottenere una impedenza di carico doppia di quella offerta dal trasformatore caricato nel caso di una valvola singola, è necessario che il numero delle *spire primario sia* $\sqrt{2}$ *volte* più grande.

Ovviamente, il rapporto fra primario e secondario per un trasformatore d'uscita per controfase è $\sqrt{2}$ volte (ossia 1,41 volte) il valore del rapporto di un trasformatore corrispondente per una singola valvola.

Un'altra importante particolarità dei trasformatori di uscita per stadi in controfase è che le componenti continue che ne percorrono i due rami creano campi magnetici opposti cosicchè *il campo magnetico continuo risultante è praticamente nullo.*

Per questo motivo la sezione del nucleo di un trasformatore d'uscita per stadio in controfase è più piccola di quella di un trasformatore di uscita della stessa potenza per uno stadio funzionante con una singola valvola (o con due valvole di metà potenza in parallelo).

Per il calcolo di un trasformatore di uscita (o intervalvolare) per stadio in controfase si possono seguire i criteri indicati alle pagg. 173 e 187 tenendo conto che il rapporto di trasformazione è $\sqrt{2}$ volte più grande che per un trasfornatore d'uscita corrispondente per valvola singola e che agli effetti del calcolo si deve considerare il primario del trasformatore come percorso da una corrente continua di intensità corrispondente a circa 1/10 di quella che scorre realmente nel circuito anodico. Il diametro del conduttore da avvolgere per il primario è dato dalla formola

$$\mathbf{d = 0{,}8 \sqrt{i_o}}$$

dove i_o è l'intensità reale della corrente anodica per ciascuna valvola in assenza di segnale.

TRASFORMATORE DI USCITA PER CLASSE B

Anche la costruzione di un trasformatore d'uscita per classe B non presenta particolari difficoltà. Definita come da indicazioni a pag. 177 l'impedenza ottima R_e da dare al primario del trasformatore, nota l'impedenza della bobina mobile R_s si calcola il rapporto di trasformazione:

$$K = \sqrt{\frac{R_e}{R_s}}$$

e si assegna al primario (e quindi anche al secondario) l'induttanza che più si adatta a che le frequenze di taglio cadano nei punti voluti come è detto per gli stadi finali in classe A (pag. 177 e segg.) e si calcola il numero di spire ed il nucleo (pag. 182 e seguenti). Naturalmente si dovrà tenere conto della potenza.

L'unico accorgimento particolare a tale tipo di trasformatore è che essendovi delle correnti istantanee molto intense si deve impedire che si formino delle cadute di tensione a c. c. negli avvolgimenti.

Ciò porta alla necessità di usare filo di sezione abbondante per il primario con conseguente aumento di ingombro.

Per non acrescere eccessivamente quest'ultimo è spesso necessario ridurre il numero di spire (pur conservando il rapporto).

E' necessario un traferro per evitare la saturazione del nucleo ed è sopratutto indispensabile ridurre al minimo le induttanze disperse, ciò si ottiene mantenendo più stretto possibile l'accoppiamento fra il primario ed il secondario.

LA REAZIONE NEGATIVA O CONTROREAZIONE

Scopi a cui serve.

La reazione negativa trova la sua principale applicazione negli stadi di amplificazione a BF; essa serve ai seguenti scopi:

1) — Mantenere costante alle varie frequenze la tensione di uscita a segnale di entrata di ampiezza costante.
2) — Mantenere costante alle varie frequenze la corrente di uscita a segnale di entrata di ampiezza costante.
3) — Modificare a piacere la curva di risposta (esaltare i bassi o gli acuti, attenuare determinate bande ecc.).
4) — Ridurre in generale tutte le distorsioni prodotte dall'amplificatore ed assenti dal segnale di ingresso.

Il primo scopo si consegue con l'applicazione della reazione negativa « *di tensione* ».

Il secondo scopo si consegue con l'applicazione della reazione negativa « *di corrente* ».

Il terzo scopo si consegue con l'applicazione dell'una o dell'altra o di entrambe le reazioni ma attraverso a particolari « reti » o « filtri ».

Il quarto scopo si consegue in genere con l'applicazione della reazione negativa.

La reazione negativa « di tensione » consiste nel riportare all'ingresso dello stadio o dell'amplificatore una parte *della tensione di uscita* in modo che essa risulti in opposizione di fase rispetto al segnale applicato in entrata.

La reazione negativa « di corrente » consiste nel riportare all'ingresso dello stadio o dell'amplificatore *una tensione ricavata dalla corrente di uscita* (per caduta o per trasformazione) in modo che essa risulti in opposizione di fase rispetto al segnale di entrata.

REAZIONE NEGATIVA DI TENSIONE

Se di un amplificatore si conosce la tensione del segnale applicato all'entrata (V_i) e la tensione di uscita V_u) a cui questo dà luogo, l'amplificazione (A) si trova subito dividendo la seconda per la prima; ossia: $A = V_u : V_i$.

Se una parte della tensione di uscita ($b\ V_u$) viene riportata in serie sul circuito di ingresso in opposizione di fase con V_i, perchè fra i morsetti di uscita si mantenga la tensione V_u, sarà necessario applicare in ingresso una tensione V_e, pari alla somma di V_i più $b\ V_u$ (v. fig. 128).

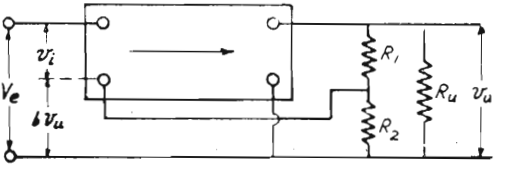


Fig. 128

L'amplificazione del complesso viene così diminuita, essa passa da un valore:

$$A = \frac{V_u}{V_i} \quad (1) \quad \text{ad un valore} \quad A' = \frac{V_u}{V_i + b\ V_u} \quad (2)$$

Se per ricavare dalla tensione V_u la parte di tensione $b\ V_u$ da riportare in ingresso ci si vale di un partitore costituito dalle resistenze R_1 e R_2 (vedi fig. 128), la parte in oggetto rappresenta la tensione esistente ai capi di R_2, essa è data, come per qualunque partitore potenziometrico da:

$$b\ V_u = V_u \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{da cui}$$

$$\mathbf{b} = \frac{\mathbf{R_2}}{\mathbf{R_1 + R_2}}$$

b è dunque il coefficiente per cui va moltiplicata la tensione di uscita di V_u per conoscere la tensione riportata in ingresso ossia la tensione di controreazione, ad esso si dà perciò il nome di *coefficiente di controreazione.*

Dalla (1) si ricava: $V_u = A\ V_i$ e sostituendo questo valore di V_u nella (2) si ha:

$$A' = \frac{A\ V_i}{V_i + b\ A\ V_i} \quad \text{ossia:}$$

$$\mathbf{A'} = \mathbf{A}\ \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1} + \mathbf{b}\ \mathbf{A}}$$

Se il prodotto $b \times A$ è molto maggiore dell'unità, ci si approssima alla condizione:

$$A' \cong \frac{1}{b}$$

cioè la reale amplificazione è data dal reciproco del coefficiente di controreazione b.

In sede di progetto, stabilito il valore di amplificazione A' che si vuole ottenere dagli stadi di bassa frequenza con l'applicazione della reazione negativa e noto quello dell'amplificazione massima che gli stadi consentono senza la reazione negativa A, si può ricavare subito il valore che è necessario assegnare al coefficiente b con l'espressione:

$$\mathbf{b} = \frac{\mathbf{A} - \mathbf{A'}}{\mathbf{A}\ \mathbf{A'}}$$

La reazione negativa di tensione riduce la resistenza interna dello stadio ad $1/1 + b\ A$ del suo valore ossia:

$$R'_i = \frac{R_i}{1 + b\ A}$$

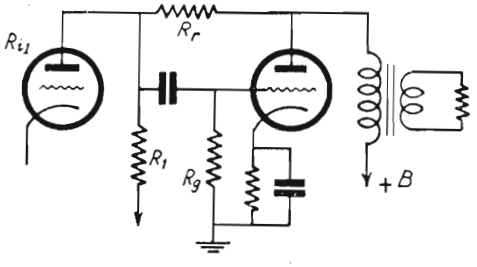


Fig. 129

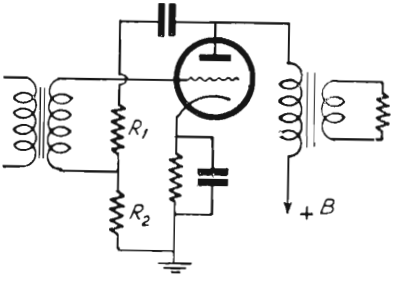


Fig. 130

in cui R_i è la resistenza interna della valvola finale in assenza di reazione negativa ed R'_i è il valore che essa assume quando è applicata la reazione negativa.

Due modi assai semplici di applicare la reazione negativa di tensione sono illustrati nelle figure 129/130.

Nel primo caso la tensione di reazione è riportata « *in parallelo* » al circuito di ingresso, nel secondo la tensione di reazione è riportata « *in serie* » al circuito di ingresso.

Nel caso di fig. 129 il partitore di tensione risulta costituito da R_r e dal parallelo di R_{i1} di R_1 e di R_g il cui valore complessivo è:

$$R' = \frac{R_1 \; R_{i1} \; R_g}{R_1 + R_{i1} + R_g}$$

e quindi il coefficiente di controreazione è dato da:

$$b = \frac{R'}{R_r + R'}$$

Nel caso della fig. 130 il coeff. b è dato dalla semplice espressione:

$$b = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

REAZIONE NEGATIVA DI CORRENTE

Se un amplificatore (che si può ridurre anche ad un solo stadio) ha il circuito di uscita inserito sul proprio carico, in questo scorre una corrente

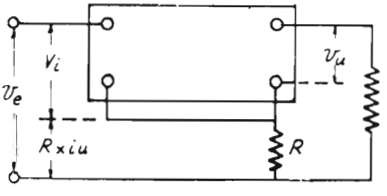


Fig. 131

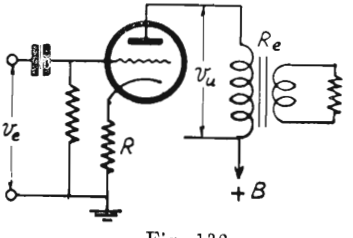


Fig. 132

che a parità di tensione di uscita è inversamente proporzionale alla sua impedenza.

Quando per una ragione qualsiasi questa impedenza varia e si desidera invece mantenere costante la corrente di uscita, giova fare uso della reazione negativa di corrente.

Per applicare la reazione negativa di corrente si inserisce in serie sul circuito di uscita una resistenza R (fig. 131) ai capi della quale si forma una caduta di potenziale (R_{iu}) la cui ampiezza è proprozionale alla corrente di uscita.

Detta caduta di potenziale viene poi applicata in serie (o anche in parallelo) al circuito di ingresso in opposizione di fase al segnale di entrata.

In realtà la reazione negativa di corrente si identifica con quella di tensione se si considera che il partitore è costituito dalla resistenza di uscita R_e e dalla resistenza di caduta R (o meglio di controreazione). La differenza fra i due sistemi di reazione si accentua ovviamente quando il carico non è ohmico, in tal caso la corrente fuori fase può raggiungere proporzioni considerevoli.

Il coefficiente di controreazione b è dato, per il circuito di figura 131 da:

$$b = \frac{R}{R + R_e}$$

e la riduzione di amplificazione è data dal noto rapporto:

$$A' = A \frac{1}{1 + b\,A}$$

Il metodo più semplice per applicare la reazione negativa di corrente ad uno stadio consiste nell'eliminare il condensatore di fuga che si trova sul catodo della valvola.

Un esempio di tale applicazione è dato in fig. 132. In tale modo la resistenza di catodo R funziona oltre che da resistenza di polarizzazione della valvola anche da resistenza di caduta nei confronti della componente alternata della corrente di uscita (come la resistenza R di fig. 131).

Il solo inconveniente di questo sistema è che il coefficiente di reazione negativa non si può variare perchè il valore di R è legato a quello della polarizzazione della valvola. Per ovviarlo si può disporre in parallelo ad R un condensatore di forte capacità (p. es. un elettrolitico) recante in serie una resistenza regolabile.

Nel caso di fig. 132, considerandosi come tensione di uscita V_u quella presente ai capi del carico anodico R_e, il coeff. di reazione negativa è:

$$\mathbf{b} = \frac{\mathbf{R}}{\mathbf{R_e}}$$

La relazione fra le amplificazioni è la stessa più sopra indicata alla quale si applica il valore di b così trovato.

La reazione negativa di corrente determina un aumento della resistenza interna dello stadio che è data approssimativamente dalla seguente relazione:

$$R'_i \cong (1 + b\ A)\ R_i$$

Se per usi particolari è necessario prelevare la componente alternata di uscita dai capi della resistenza di catodo R o applicarvela, può interessare di conoscere il valore di impedenza Z_k che offre lo stadio ad una corrente applicata (o ricavata) nel tratto fra catodo e massa.

Se lo stadio è privo di resistenza esterna ed ha il circuito di catodo aperto (fig. 133) *l'impedenza Z_k che si riscontra fra catodo e massa è data da*:

$$Z_k = \frac{1}{S + \frac{1}{R_i}}$$

in cui S è la pendenza in A/V ed R_i è la resistenza interna.

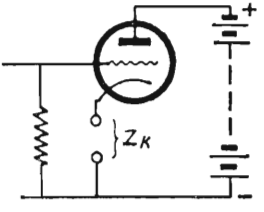


Fig. 133

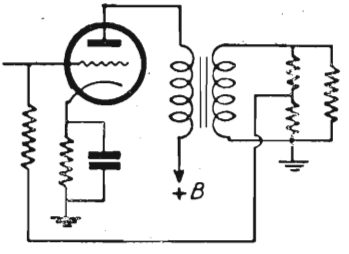


Fig. 134

Essendo quest'ultima generalmente elevata, si ha in pratica:

$$\mathbf{Z_k} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{S}}$$

Se nello stadio è presente una resistenza esterna R_e (in placca), l'espressione precedente diventa:

$$Z_k = \frac{1 + \frac{R_e}{R_i}}{S + \frac{1}{R_i}}$$

Se è anche presente una resistenza di catodo R (fig. 132) l'impedenza complessiva è data da:

$$Z'_k \cong \frac{Z_k \cdot R}{Z_k + R}$$

Fase della reazione negativa.

Nella reazione negativa, sia essa di tensione o di corrente, ha grande importanza la fase: infatti se la tensione di controreazione non è in esatta opposizione di fase con la tensione di ingresso, tutte le formole precedentemente indicate non sono valide e per essere rese applicabili assumono forme assai più complesse dovendo tener conto delle fasi dei vettori.

E' assai frequente il caso che la reazione negativa applicata ad un circuito e funzionante regolarmente ad una data frequenza, al cambiare della frequenza si trasformi addirittura in reazione positiva e ciò per il fatto che la variazione di frequenza implica spostamenti di fase se nel circuito vi sono reattanze.

Tipico è il caso, frequente negli stadi amplificatori di AF (o MF) nel quale *l'insufficiente capacità di fuga fra catodo e massa produce reazione positiva* che accresce l'amplificazione dello stadio.

E' interessante notare che se non esiste tale capacità, l'amplificazione è ridotta fortemente dalla controreazione e se la capacità è sufficientemente grande lo stadio funziona normalmente ossia senza reazioni.

Diremo per incidenza che la predetta reazione positiva si rivela anche dalla curva di selettività che diviene asimmetrica.

APPLICAZIONI DELLA REAZIONE NEGATIVA

E' noto che l'impedenza di uscita di uno stadio e più particolarmente di uno stadio finale, che è costituita generalmente da un trasformatore con secondario « caricato » non è costante ma varia notevolmente con la frequenza (v. pagg. 176 e 178).

A parità di ampiezza del segnale applicato all'ingresso dello stadio la tensione presente ai capi del secondario del trasformatore di uscita ha un particolare andamento in funzione della frequenza, essa infatti è bassa per le frequenze più basse e per le frequenze più alte della banda acustica.

E' questo un inconveniente perchè in tale modo vengono esaltate le frequenze intermedie ed attenuate le frequenze marginali della banda.

Questo inconveniente si può ridurre notevolmente con l'impiego della reazione negativa ed in particolare di quella « *di tensione* » prelevando la tensione di controreazione dal secondario del trasformatore di uscita.

E' noto infatti che questo tipo di reazione tende a mantenere costante la tensione di uscita in tal caso rappresentata dalla tensione presente ai ai capi del secondario; la reazione negativa sarà dunque tanto più energica per quelle frequenze centrali che sono maggiormente amplificate e ne produrrà una sensibile attenuazione, il che equivarrà ad un rafforzamento delle frequenze marginali della banda, come appunto si desiderava.

Il circuito per una tale applicazione è quello di fig. 134 in esso quale tensione di uscita viene considerata quella ai capi del secondario. Va notato che la reazione negativa si ottiene soltanto per un determinato senso di avvolgimento del primario rispetto al secondario per cui invertendo gli attacchi ai capi di uno di tali avvolgimenti la reazione da negativa diviene positiva producendo generalmente inneschi che si manifestano con fischi, scoppiettii ritmici, ecc.

CORRETTORI DELLA CURVA DI RISPOSTA

La reazione negativa può essere molto utilmente impiegata per correggere la curva di risposta di amplificatori di BF. A tale fine la reazione negativa viene applicata attraverso a circuiti le cui impedenze variano convenientemente con la frequenza.

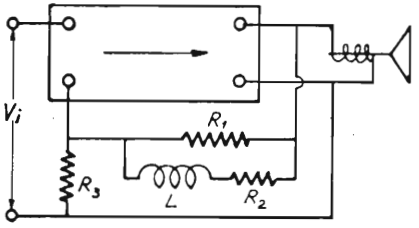


Fig. 135

Un circuito fra i più usati in proposito è quello illustrato in fig. 135; esso è sostanzialmente simile, a quello di fig. 128 con la differenza che la resistenza R_1 del partitore di tensione è sostituita da una rete composta da una resistenza R_1 recante in parallelo una serie di induttanza (L) e di resistenza (R_2).

Se non fosse presente l'induttanza la reazione negativa servirebbe solo a correggere le caratteristiche del trasformatore di uscita; la presenza dell'induttanza fa si che la impedenza del circuito aumenti con la frequenza e che quindi b diminuisca con questa conseguendo in tale modo una notevole esaltazione delle note acute rispetto alle medie.

Questo fatto consente di migliorare sensibilmente le caratteristiche di fedeltà dell'amplificatore dato che la sua curva di risposta in assenza di reazione negativa generalmente precipita in corrispondenza delle frequenze maggiori della banda acustica.

ESEMPI

L'esempio di fig. 136 si riferisce ad un amplificatore costituito da una EF6 e da una EL5. La tensione di controreazione viene applicata ai capi di una resistenza di 16 Ω. La rete attraverso la quale viene fatta passare la corrente di controreazione è formata da una resistenza di 500 Ω recante in parallelo una induttanza di 17,5 mH con in serie una resistenza di 250 Ω.

A 50 Hz la reattanza della bobina è di 5,5 Ω quindi la impedenza complessiva della rete diviene di 167 Ω. Il fattore di reazione negativa è allora:

$$b = \frac{16}{167 + 16} = 0{,}0875$$

L'amplificazione che era di 110 (considerata come rapporto di tensione

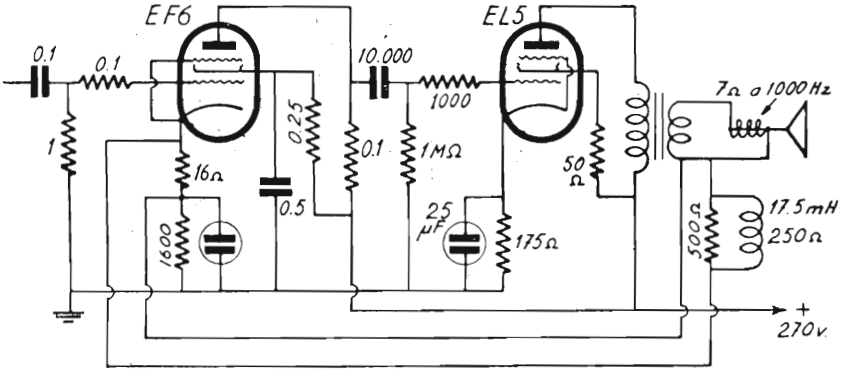


Fig. 136

fra bobina dell'altoparlante e griglia della EF6) senza reazione, diviene in questo caso:

$$A' = A \frac{1}{1 + b\,A} = 110 \quad \frac{1}{1 + 0{,}0875 \cdot 110} = 10 \text{ circa}$$

Alla frequenza di 5000 Hz si ha invece una reattanza di 350 Ω per cui l'impedenza della rete diviene 325 Ω. Si ha allora:

$$b = \frac{16}{325 + 16} = 0{,}047 \text{ ed } A = 100 \frac{1}{1 + 0{,}047 \cdot 100} = 17{,}5$$

Volendo applicare una valvola finale EL3 ci si può avvalere dello stesso schema, si devono però apportare le seguenti modifiche:

Condensatore di accoppiamento: 30.000 pF; resistenza di catodo della EL3: 150 Ω; condensatore fra placca e griglia schermo della EL3 2000 pF; griglia schermo direttamente al positivo anodico; bobina di reazione 20 mH; resistenza di reazione su catodo della EF6: 8 Ω in luogo di 16 Ω; in parallelo alla predetta resistenza una bobinetta di induttanza da definire in relazione alla curva di risposta voluta.

Un altro esempio di circuito per l'applicazione della reazione negativa in amplificatori con valvola finale EL3 è quello illustrato in fig. 137 in esso la rete attraverso alla quale viene applicata la reazione negativa

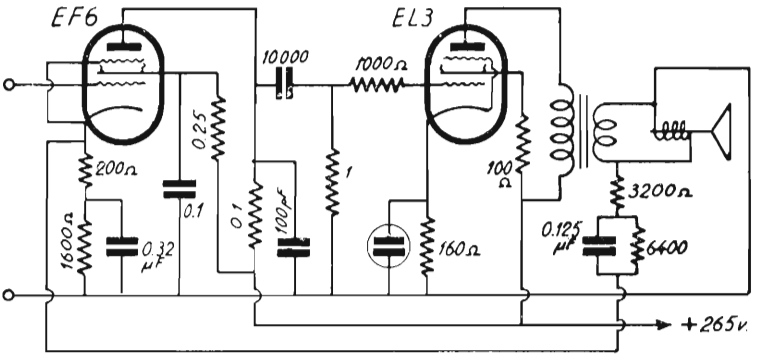


Fig. 137

all'ingresso (ossia al catodo della EF6) comprende un condensatore in serie la cui reattanza ovviamente decresce con la frequenza. In tale modo vengono esaltate le frequenze basse ed attenuate le frequenze più alte della banda acustica.

Infine la fig. 138 illustra come è possibile modificare la curva di risposta dello stadio finale mediante la controreazione con metodi sempli-

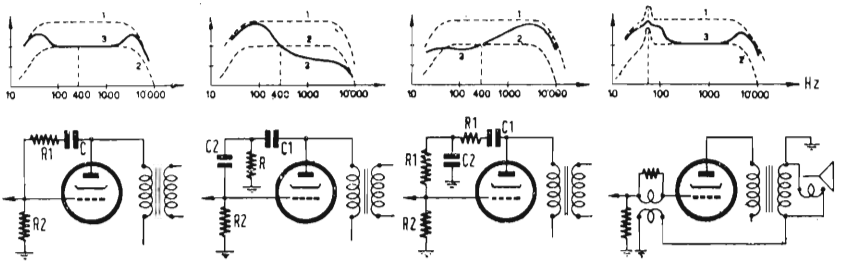


Fig. 138 A B C D

cissimi. Le curve (1) rappresentano quelle normali di risposta dello stadio senza la controreazione, le curve (3) rappresentano invece quelle di risposta relative ai vari circuiti indicati, infine le curve (2) non sono che la ripetizione delle curve (1) riportandole al livello delle curve (3) a 400 Hz allo scopo di permettere il confronto con queste.

AMPLIFICAZIONE AD ALTA FREQUENZA

L'amplificazione di AF può essere effettuata mediante stadi aperiodici (quali stadi a resistenze o ad impedenze) o mediante stadi semiaperiodici (con trasformatori aperiodici) o infine con stadi accordati, ossia facenti uso di circuiti oscillatori.

Gli stadi aperiodidici e semiperiodici sono attualmente stati abbandonati per il loro esiguo rendimento, tuttavia è opportuno conoscerne il funzionamento perchè possono essere ancora utili in qualche caso particolare.

AMPLIFICAZIONE A RESISTENZE (APERIODICA)

Gli stadi amplificatori a resistenza si presterebbero anche a funzionare in alta frequenza senonchè intervengono gli effetti delle capacità interelettrodiche che riducono enormemente l'amplificazione.

A pag. 145 per gli stadi a resistenza viene data la formola:

$$|A| = \sqrt{\frac{S^2 - (\omega C_{pg})^2}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_e}\right) + (\omega C_{pg} + \omega C_{pk})^2}}$$

formola che è valida anche per l'amplificazione ad AF e dalla quale è chiaro che crescendo ω l'amplificazione $|A|$ si riduce fortemente.

Quando lo stadio è seguito da altra valvola amplificatrice analoga, si deve considerare che in parallelo a $|\omega C_{pk}|$ si viene a disporre la capacità di ingresso della valvola successiva con la sua ammettenza che è data (vedere pag. 146) da:

$$|Y| = \omega C'_{gk} + (A' + 1)\ \omega C'_{gp}$$

in cui C'_{gk} è la capacità griglia catodo della valvola successiva, C'_{gp} è la capacità relativa griglia-placca e A ne è l'amplificazione.

STADI AD AF AD IMPEDENZE (APERIODICO)

Per questi stadi valgono le considerazioni fatte per gli stadi analoghi in bassa frequenza (pag. 165). L'amplificazione di uno stadio ad impedenza, quando il valore di resistenza dell'avvolgimento sia trascurabile di fronte alla reattanza offerta dal medesimo è:

$$A = \frac{\mu \ \omega \ L}{\sqrt{R^2_1 + \omega^2 \ L^2}}$$

Questo valore di amplificazione è però suscettibile di essere notevolmente modificato dall'azione delle capacità interelettrodiche e della capacità distribuita. Infatti, le capacità interelettrod che si vengono a disporre in parallelo alla induttanza alla quale si trova già in parallelo la propria capacità distribuita, ed in tal modo si viene a costituire un circuito oscillatorio il quale presenta una propria frequenza di risonanza.

In questo caso si può considerare lo stadio a impedenza come uno stadio a circuito accordato diretto.

Nel progetto dello stadio ad impedenza è bene fare in modo che la frequenza di risonanza di cui sopra venga fatta cadere fuori della banda di frequenza che si vuole amplificare e ciò ai fini di conservare l'aperiodicità.

STADIO APERIODICO AD AF A TRASFORMATORE

Uno stadio aperiodico ad AF a trasformatore può essere considerato come uno stadio ad impedenza in cui il primario del trasformatore funziona da impedenza.

L'amplificazione complessiva dello stadio in tale caso va però moltiplicata per il rapporto di trasformazione (che generalmente è in salita ed ha valori compresi fra 4 e 6).

Il rapporto di trasformazione K è dato dal rapporto fra le spire oppure dai valori di induttanza del primario e del secondario mediante la relazione:

$$K = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}}$$

L'inserzione di un carico ai capi del secondario modifica il valore dell'impedenza primaria e le capacità distribuite ed interelettrodiche tendono ad accordare gli avvolgimenti per cui il reale valore della amplificazione viene a differire da quelli che risulterebbero dal calcolo.

STADIO AMPLIFICATORE DI AF A CIRCUITO ACCORDATO DIRETTO

Quando il circuito oscillatorio da LC e R è in risonanza esso si comporta come una resistenza ohmica R_d di valore:

$$R_d = \frac{L}{C\,R} \quad \text{(resistenza dinamica)}$$

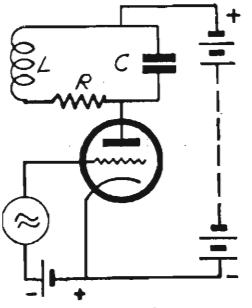


Fig. 139

In questo caso l'amplificazione dello stadio è data dalla stessa formola che dà l'amplificazione di uno stadio a resistenza (pag. 142) ossia:

$$|A| = \mu \frac{R'_d}{R_i + R'_d}$$

in cui R'_d è la resistenza risultante dal parallelo della R del circuito oscillatorio con la resistenza interna R della valvola ossia:

$$R'_d = \frac{R_i\,R_d}{R_i + R_d} \quad \text{sostituendo si ha:} \quad |A| = \mu \frac{\mathbf{R}^2_d + \mathbf{R}_i\,\mathbf{R}_d}{\mathbf{R}_i + 2\,\mathbf{R}_d}$$

La capacità placca-catodo partecipa con la capacità C_1 esterna, alla costituzione del circuito oscillatorio, essa non provoca quindi alcuna attenuazione. Analoga considerazione può essere fatta riguardo alla capacità di ingresso della eventuale valvola successiva (che viene a disporsi in parallelo alla precedente).

Effetto del tutto particolare ha la capacità griglia-placca quando si trovino due circuiti oscillatori accordati alla stessa frequenza rispettiva-

mente su griglia e su anodo di una stessa valvola (ved. in proposito a pagina 221) le capacità interelettrodiche introducono però qualche perdita perchè non sono capacità pure.

Siccome il circuito oscillatorio offre resistenza trascurabile alla corrente continua di alimentazione anodica, il fattore di amplificazione μ della valvola corrispondente a quello indicato dai costruttori della valvola per quella tensione di alimentazione. La determinazione della amplificazione dello stadio è quindi sufficientemente facile e precisa.

La massima amplificazione dello stadio coincide con la massima sensibilità di potenza e si consegue quando si approssima la condizione $R_d = R_i$.

Quando la resistenza interna della valvola sia molto alta rispetto alla resistenza dinamica del circuito (caso dei pentodi) l'amplificazione dello stadio è valutabile in modo *approssimativo* con le formole:

$$|A| \simeq S R_d \qquad \text{ed} \qquad |A| \simeq \omega_o L S Q$$

in cui S è la pendenza della valvola.

Amplificazione dello stadio fuori risonanza.

L'amplificazione dello stadio fuori risonanza è approssimativamente valutabile con l'ausilio dell'abaco di pag. 347 essa risulta essere:

$$|A| \cong \frac{S R_d}{a}$$

In cui a è il coefficiente di attenuazione del circuito oscillatorio fuori risonanza, esso si ricava dall'abaco in funzione del prodotto della dissintonia $\frac{2 \Delta f}{f_o}$ per il fattore di merito Q del circuito oscillatorio.

Il caso attuale si riferisce alla curva dell'abaco che riguarda un unico circuito oscillatorio.

Se sono noti i coefficienti di amplificazione e la resistenza interna della valvola si ottengono indicazioni più precise con la formola:

$$|A| \cong \mu \frac{R_d}{R_i a + R_d}$$

Selettivita'.

La selettività si può definire in due modi; o come rapporto di amplificazione a frequenze diverse o come dissintonia necessaria per ottenere una riduzione di amplificazione (o una attenuazione) nel rapporto di $\sqrt{2}$.

Nel primo caso, nota l'amplificazione A alla frequenza di risonanza e l'amplificazione A_1 ad una frequenza differente dalla precedente di 10 kHz o di altra dissintonia stabilita (generalmente multipla di 10), il rapporto A/A_1 misura la selettività per 10 kHz (o per la data dissintonia), essa si può esprimere anche in dB con la nota relazione:

$$\text{Selettività in dB per una data dissintonia} = 20 \log_{10} \frac{A}{A_1}$$

Nel secondo caso, nota la frequenza di risonanze f_0 e la frequenza fuori risonanza f alla quale l'amplificazione si riduce di $\sqrt{2}$ volte, la differenza $|f_0 - f|$ misura la selettività, come ampiezza della banda laterale passante. L'ampiezza complessiva delle bande laterali passanti è ovviamente il doppio di tale valore.

E' detta passante quella banda di frequenze che vengono attenuate fuori risonanza in ragione non maggiore di $\sqrt{2}$.

Selettivita' e banda passante.

La fedeltà di un ricevitore dipende dalla attitudine di questo ad amplificare uniformemente tutte le frequenze che compongono la banda passante.

Per questo motivo, più elevata è la selettività e meno fedele è la riproduzione del ricevitore (in quanto vengono attenuate le frequenze estreme della banda passante, che corrispondono ai suoni più acuti).

Per una soddisfacente riproduzione è necessario che la attenuazione delle dette frequenze estreme non superi il valore di $\sqrt{2}$.

Fra frequenza di risonanza f_0 del circuito oscillatorio, fattore di merito Q e banda passante di AF : B (che è il doppio di una singola banda

laterale passante ossia dalla banda passante di BF) (fig. 141) esistono le seguenti relazioni:

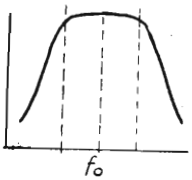


Fig. 140

$$B = \frac{f_0}{Q} \qquad Q = \frac{f_0}{B}$$

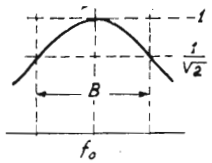


Fig. 141

che consentono di calcolare l'ampiezza complessiva delle bande laterali passanti noti che siano f_0 e Q e di calcolare Q noto che sia la f_0 e l'ampiezza complessiva delle bande laterali passanti.

L'opportunità di ottenere una sufficiente selettività non disgiunta da una buona fedeltà ha portato a studiare l'assortimento dei circuiti oscillatori del ricevitore in modo da ottenere curve di selettività a fianchi ripidi ed appiattite in testa (fig. 140) a tale fine vengono impiegati filtri di banda a 2 o a 3 circuiti oscillatori che offrono curve a due cuspidi che si prestano egregiamente a costiuire con gli altri circuiti curve appiattite in testa.

STADIO AMPLIFICATORE DI AF A TRASFORMATORE ACCORDATO

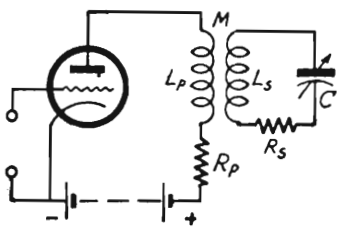


Fig. 142

L'espressione generale dell'amplificazione di uno stadio simile a quello di fig. 142 è molto complessa, essa si semplifica notevolmente però se viene riferita alla sola frequenza di risonanza.

Si ha infatti in tale caso:

$$A_{max} = \frac{\mu \dfrac{M}{C}}{(R_i + R_p) R_s + \omega^2 \left(M^2 + L_1^2 \dfrac{R_s}{R_i + R_p} \right)}$$

e si ha anche la condizione:

$$\omega \left(L_s + L_p \frac{R_s}{R_i + R_p} \right) = \frac{1}{\omega C}$$

Se la resistenza degli avvolgimenti è trascurabile rispetto alla resistenza interna della valvola il termine $L_p \frac{R_s}{R_i + R_p}$ diventa trascurabile e si ha allora in pratica:

$$\omega L_s = \frac{1}{\omega C}$$

L'amplificazione è quindi data con buona approssimazione da:

$$A = \frac{\mu \omega M}{R_i R_s + \omega^2 M^2} \omega L_s \quad \text{ovvero:} \quad \mathbf{A} = \frac{\mu \frac{M}{C}}{R_i R_s + \omega^2 M^2}$$

Se la mutua induzione (ovvero l'accoppiamento) è regolata in modo che si verifichi la condizione:

$$\omega \mathbf{M} = \sqrt{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_s}$$

si ottiene l'ottimo di amplificazione il quale è dato da:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu \omega \mathbf{L}_s}{2 \sqrt{\mathbf{R}_i \mathbf{R}_s}}$$

Per pentodi e tetrodi nei quali sia molto elevato il valore della resistenza interna (prossima o superiore ad 1 MΩ) e del fattore di amplificazione (superiore ai 400) sono valide le relazioni seguenti approssimate:

$$A_{mass} \frac{\mu \omega M}{R_i R_s} \omega L_s \quad \text{ossia} \quad \mathbf{A}_{mass} = \mathbf{S Q} \omega \mathbf{M}$$

in cui S è la pendenza della valvola; Q è il fattore di merito del circuito oscillatorio costituito dal secondario e dal condensatore di accordo).

STADIO AMPLIFICATORE DI AF A FILTRO DI BANDA

Per l'ottenimento di curve di selettività appiattite ed a fianchi ripidi, si presta particolarmente lo stadio a filtro di banda di fig. 143: l'amplificazione è in genere buona e quando entrambi i circuiti oscillatori sono accordati alla stessa frequenza, l'ampiezza della banda passante dipende quasi esclusivamente dall'accoppiamento.

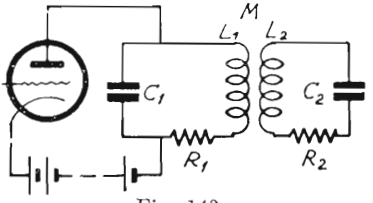


Fig. 143

Quando i due circuiti oscillatori (che costituiscono il filtro di banda sono *troppo accoppiati* la curva di risonanza dello stadio presenta *due cuspidi*; per un valore ottimo di accoppiamento detto *critico* e si ha *una sola cuspide* e la sua massima amplificazione, infine quando l'accoppiamento è *inferiore al critico* si ha sempre *una sola cuspide* ma una *amplificazione inferiore*.

A queste tre condizioni corrispondono le seguenti relazioni:

SOVRACCOPPIAMENTO. $\omega \mathbf{M} > \sqrt{\mathbf{R}_1 \mathbf{R}_2}$ oppure $K > \frac{1}{Q_{med}}$

ACCOPP. CRITICO $\omega \mathbf{M} = \sqrt{\mathbf{R}_1 \mathbf{R}_2}$ oppure $K = \frac{1}{Q_{med}}$

SOTTOACCOPPIAMENTO $\omega \mathbf{M} < \sqrt{\mathbf{R}_1 \mathbf{R}_2}$ oppure $K < \frac{1}{Q_{med}}$

in cui $Q_{med} = \sqrt{Q_1 Q_2}$

In particolare va notato che l'accoppiamento critico di amplificazione dà, per quanto riguarda la selettività, caratteristiche di sotto accoppiamento a meno che sia $Q_1 = Q_2$.

L'espressione generale dell'amplificazione di uno stadio a filtro di banda è molto complessa, essa è infatti:

$$A = \frac{\mu M}{C_2 \sqrt{A^2 + B^2}}$$

in cui:

$$A = R_2 \left[R_1 + R_i \left(1 - \omega^2 L_1 C_1\right)\right] -$$

$$- \omega \left(L_1 + R_i R_1 C_1\right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C^2}\right) + \omega^2 M^2$$

$$B = \omega R_2 \left(L_1 + R_i R_1 C_1\right) + \left[R_i +\right.$$

$$\left. R_i \left(1 - \omega^2 L_1 C_1\right)\right] \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) + \omega^3 M^2 C_1 R_i$$

Quando entrambi i circuiti oscillatori sono accordati sulla stessa frequenza di risonanza, l'amplificazione è data da:

$$A = \frac{\mu M}{C_2 \sqrt{\left(R_i R_2 + \omega^2 M^2\right)^2 + \left(\omega L_1 R_2 + R_1 \dfrac{R_1 R_2 + \omega^2 M^2}{\omega L_1}\right)^2}}$$

E' utile rilevare che in risonanza, *la tensione esistente ai capi del circuito oscillatorio secondario è sfasata do 90° rispetto a quella esistente ai capi del primario.*

CONSIDERAZIONI PRATICHE

Dalle tre relazioni relative all'accoppiamento si possono trarre le seguenti considerazioni.

Si può passare dal sovraccoppiamento al sottoaccoppiamento o viceversa in due modi diversi. Cioè: facendo variare il coeff. di mutua induzione ossia (modificando la distanza fra le due induttanze) o modificando le spire delle induttanze e contemporaneamente la capacità, oppure facendo variare la resistenza-serie dei circuiti oscillatori.

Più precisamente un aumento di resistenza-serie ha effetto analogo ad una diminuzione della mutua induttanza.

E' certamente raro che la resistenza-serie di un circuito oscillatorio possa variare, è però assai frequente il caso che in parallelo ai circuiti oscillatori medesimi si vengano a disporre delle resistenze, che possono essere rappresentate da circuiti di rivelazione, dall'impedenza di ingresso di altre valvole ecc.

Sappiamo però (pag. 97) che quando si dispone in parallelo ad un circuito oscillatorio una resistenza R, si ha lo stesso risultato che si avrebbe disponendo in serie a questo una resistenza equivalente r il cui valore è definito da:

$$r = \frac{L}{C R}$$

Disporre in parallelo ad un circuito oscillatorio una resistenza R equivale dunque ad accrescere la resistenza-serie r.

Se il valore di R è molto grande la resistenza-serie aumenta di poco.

Se si tratta di un circuito oscillatorio di un filtro di banda, la resistenza ha per effetto di attenuare le due cuspidi della curva di risonanza se il filtro è sovraccoppiato (non di spostarle).

Questi criteri sono convenientemente sfruttati per l'allineamento dei filtri di banda che richiede un forte disaccoppiamento dei circuiti oscillatori. In tale caso un effetto analogo al disaccoppiamento si ottiene disponendo in parallelo ad uno dei due circuiti oscillatori una resistenza che in seguito viene tolta.

L'allineamento in questo caso si esegue sul circuito non « caricato » dalla resistenza, indi si ripete l'operazione « caricando » il secondo circuito oscillatorio e liberando il primo.

Amplificazione e selettività approssimate di uno stadio a filtro di banda a due circuiti oscillatori.

Se due circuiti oscillatori identici sono accoppiati « *al critico* » (l'accoppiamento critico si può dedurre dal fatto che aumentando di poco l'accoppiamento cominciano ad apparire le due cuspidi della curva di risonanza) lo stadio si comporta come se avesse un solo circuito oscillatorio di resistenza dinamica pari alla metà di quella che realmente possiede ciascuno dei due. (Riguardo all'amplificazione).

Essendo la resistenza dinamica proporzionale al fattore di merito Q del circuito oscillatorio, si può anche affermare che lo stadio si comporta come se avesse un solo circuito oscillatorio avente metà del Q di quello che i due circuiti hanno separatamente.

Nel caso in esame le tensioni che appaiono gli estremi di ciascuno dei due circuiti oscillatori sono uguali.

Se i due circuiti oscillatori pur essendo accoppiati al critico, non sono identici, allora lo stadio si comporta come se fosse costituito da un solo circuito oscillatorio di resistenza dinamica pari a metà della media geometrica delle resistenze dinamiche offerte dai due circuiti oscillatori presi separatamente:

$$R_d = \frac{\sqrt{R_{d1} R_{d2}}}{2}$$

Oppure riferendoci ai fattori di merito in luogo che alle resistenze dinamiche:

$$Q = \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{2}$$

Calcolata con una delle formule di pag. 205 l'amplificazione riferita alla tensione presente sul circuito oscillatorio primario (A_1), si potrà finalmente conoscere l'amplificazione (A_2) al circuito secondario.

A tale riguardo va considerato il rapporto di trasformazione del filtro di banda che è dato da:

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{V_s}{V_p} = \mathbf{k} \sqrt{\frac{\mathbf{R}_{d2}}{\mathbf{R}_{d1}}} \quad \text{da cui: } A_2 = A_1 k \sqrt{\frac{R_{d2}}{R_{d1}}}$$

in cui con V_s e V_p si intendono rispettivamente le tensioni secondaria e primaria, con k il coefficiente di accoppiamento dei due circuiti oscillatori. Da tale relazione si rileva che se $R_{d1} = R_{d2}$, il rapporto di trasformazione è uguale a k.

L'attenuazione fuori risonanza ovvero la selettività di uno stadio a filtro di banda di due circuiti oscillatori si può conoscere facilmente mediante l'abaco N. 7 di pagg. 331.

Nota l'amplificazione dello stadio in risonanza (A_o) alla frequenza f_o (a cui corrisponde la pulsazione ω_o), e la frequenza f fuori risonanza (cui corrisponde la pulsazione ω), l'amplificazione dello stadio fuori di risonanza, alla frequenza f è data da:

$$A = \frac{A_o}{a}$$

Per una valutazione approssimata delle caratteristiche di uno stadio con filtro di banda possono essere utili le seguenti nozioni:

L'amplificazione può essere calcolata con l'espressione:

$$\mathbf{A} = \mathbf{S}\ \mathbf{Z}$$

in cui Z è la metà della media geometrica delle impedenze Z_1 e Z_2 dei due circuiti oscillatori del filtro presi separatamente, ossia è l'impedenza complessiva del filtro ed S è la pendenza della valvola in ampere/volt.

L'impedenza Z_1 è costituita dal parallelo della resistenza dinamica del circuito oscillatorio primario con la resistenza interna della valvola R_1.

$$\left(Z_1 = \frac{\omega L_1 Q_1 R_i}{\omega L_1 Q_1 + R_i}\right)$$

L'impedenza Z_2 è costituita dal parallelo della resistenza dinamica del circuito oscillatorio secondario con la resistenza R_u del carico ad esso connesso.

$$\left(Z_2 = \frac{\omega L_2 Q_2 R_u}{\omega L_2 Q_2 + R_u}\right)$$

ed infine:

$$Z = \frac{\sqrt{Z_1 Z_2}}{2}$$

Se il carico R_u è costituito dal diodo rivelatore, esso si valuta approssimativamente corrispondente alla metà del valore della resistenza di ca-

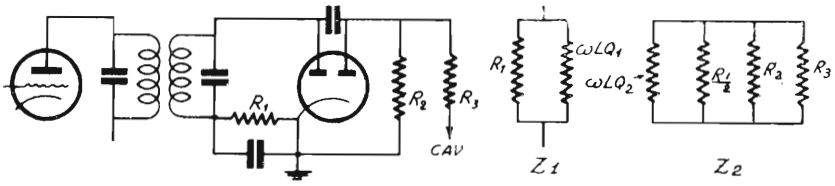


Fig. 144

rico del circuito di rivelazione. Per una determinazione precisa di R_u si veda quanto è detto a proposito del rivelatore a diodo a pag. 232 e segg. Spesso nel carico R_u è da considerarsi anche il diodo del C.A.V. con le relative resistenze di fuga e di arresto (fig. 144).

Il valore di k e di M per poter accoppiare al critico due circuiti si può ricavare dalle relazioni:

$$A = \frac{1}{Q_{med}} \quad \text{ossia } K = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad \text{ed } M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

Se l'accoppiamento è del tipo capacitivo diretto (o a bassa tensione) (pagina 108) il valore di C_m è dato da:

$$C_m = \omega C_1 C_2 \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Se l'accoppiamento è capacitivo indiretto (o ad alta tensione) (pag. 109)

$$C' = \frac{1}{\omega \sqrt{Z_1 Z_2}}$$

in cui C' è il valore della serie di C_a con C_b ossia il valore del condensatore di accoppiamento nel caso che questo sia uno solo.

La larghezza della banda di frequenze che passano con attenuazione inferiore a 2 (ossia a 6 dB) è dato dalla relazione:

$$\Delta f = \frac{1{,}5 f_o}{Q}$$

in cui f_o è la frequenza centrale, Q è la media geometrica dei fattori di merito dei due circuiti presi separatamente e normalmente caricati

$$\left(\text{cioè } \frac{Z}{\omega \sqrt{L_1 L_2}} \right)$$

Se l'amplificatore comprende n filtri di banda identici fra loro, la banda passante complessiva, per attenuazioni inferiori a 2, si ha moltiplicando il valore di Δ_f, trovato per uno stadio, per il fattore:

$$1 - \frac{n}{3}$$

L'andamento delle tensioni primaria e secondaria in un f. di b. ossia delle relative amplificazioni è illustrato dalla fig. 145.

Nell'andamento della tensione *primaria* del filtro di banda (spesso interessante per il C.A.V.) si rileva che sono presenti due punte di risonanza anche quando $K = 1$, a meno che sia:

$$\frac{Q_1}{Q_2} \gtrless 3$$

Se invece $Q_1 = Q_2$, si ha una sola punta al primario per $k = 0{,}57$.

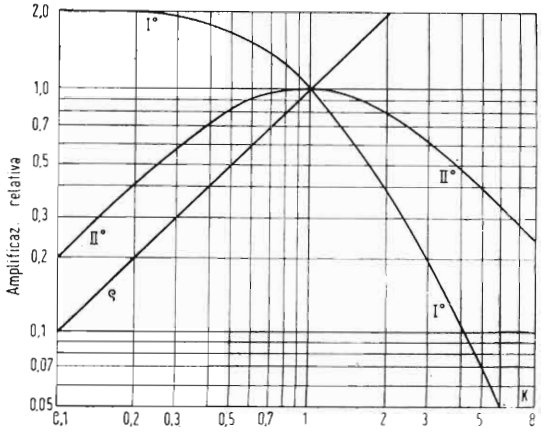


Fig. 145

La distanza delle due punte nei filtri sovraccoppiati per $Q_1 = Q_2 = Q$ è data da:

$$\Delta f = \frac{f_o}{2\,Q} \sqrt{k^2 - 1}$$

Altri elementi utili alla determinazione delle caratteristiche dello stadio a f. di b. sono desumibili dall'abaco N. 8 di pag. 333.

STADIO AMPLIICATORE AD AF A FILTRO DI BANDA CON TRE CIRCUITI ACCORDATI

L'adozione di filtri di banda costituiti da tre circuiti oscillatori consente di ottenere curve ben appiattite ed a fianchi ripidi.

Anche per lo stadio con filtro di banda a tre circuiti (fig. 146) valgono le stesse considerazioni fatte (pag. 210) per gli stadi a due circuiti.

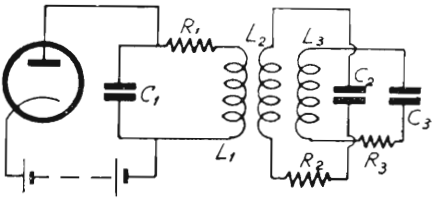


Fig. 146

Lo stadio quando è accoppiato al critico è considerabile come se avesse un solo circuito oscillatorio al quale siano disposte in parallelo le resistenze dinamiche degli altri circuiti.

In altre parole, come se l'unico circuito oscillatorio avesse come coefficiente di merito il reciproco della somma dei reciproci dei coefficienti di merito degli altri due circuiti oscillatori:

$$R_d = \frac{1}{\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{R_{d2}} + \frac{1}{R_{d3}}} \quad \text{ossia } Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} + \frac{1}{Q_3}}$$

Se i tre circuiti oscillatori sono identici, si considera come se l'unico circuito oscillatorio (il primario) avesse resistenza dinamica pari ad 1/3 di quella che ha se preso singolarmente, ovvero 1/3 del fattore di merito. Sono valide allora le relazioni approssimate:

$$A \cong \frac{S\ R_{d1}}{3} \qquad A \cong \frac{\omega_o\ L_1\ S\ Q_1}{3}$$

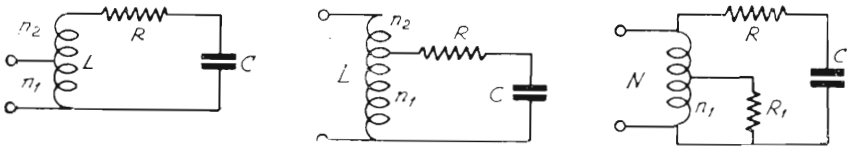
Il grafico n. 7 di pag. 331 fornisce anche per i filtri di banda a tre circuiti oscillatori l'attenuazione α per vari valori della dissintonia e del fattore di merito.

Il calcolo della selettività può essere fatto con i criteri suggeriti per il caso precedente.

Le tensioni ai capi dei vari circuiti oscillatori sono proporzionali ai rispettivi fattori di merito.

CIRCUITI OSCILLATORI CON PRESE INTERMEDIE

In taluni casi particolari torna opportuno fare delle prese sui circuiti oscillatori in modo di adattarne l'impedenza ai circuiti che li alimentano (fig. 147) o da consentire l'impiego di induttanza e capacità di valori adatti per conseguire determinati scopi (fig. 148).



Figg. 147 - 148 - 149

Nel caso di fig. 147 il circuito oscillatorio è alimentato in parallelo ad una parte della induttanza.

Se le spire totali che compongono l'avvolgimento della induttanza sono $N = n_1 + n_2$ ed n_1 sono le spire che si trovano in relazione col circuito di alimentazione, l'induttanza stessa si può considerare come un trasformatore (o più precisamente come un autotrasformatore) avente un rapporto:

$$K = \frac{N}{n_1} = \frac{n_1 + n_2}{n_1}$$

L'impedenza offerta al generatore è data dal rapporto fra la resistenza dinamica del circuito oscillatorio ed il quadrato del rapporto di trasformazione:

$$Z = \frac{R_d}{K^2}$$

Analogamente, se ai capi delle n_1 spire è connesso un circuito di utilizzazione ed il circuito oscillatorio è alimentato in parallelo alla intera induttanza L, posto che R_1 sia la resistenza che si trova connessa ai capi delle n_1 spire, detta resistenza si comporterà rispetto al circuito oscillatorio come una R_2 connessa agli estremi di tutte le N spire della induttanza ed avente un valore:

$$R_2 = R_1 K^2 \qquad \text{ossia} \qquad R_2 = R_1 \left(\frac{N}{n_1} \right)^2$$

In conseguenza di ciò, l'impedenza del circuito oscillatorio si abbassa e diventa:

$$Z = \frac{L\,R_1\,K^2}{K^2\,C\,R\,R_1 + L}$$

in cui C ed L sono la capacità e l'induttanza del circuito oscillatorio, R è la resistenza-serie del circuito stesso, R_1 è la resistenza di carico che si trova ai capi delle n_1 spire; K è il rapporto fra le N spire totali e le n_1 spire ai capi delle quali trovasi il circuito.

Il caso in esame ha riscontro generalmente nell'accoppiamento del circuito rivelatore al circuito anodico dell'ultima valvola amplificatrice di frequenza intermedia nei radioricevitori.

Per il circuito di fig. 149 sono valide le stesse relazioni purchè si tenga presente che il rapporto di trasformazione è inferiore all'unità.

Infatti in tale caso le spire totali $N = (n_1 + n_2)$ prendono il posto di n_1 del caso precedente e viceversa. Si ha dunque:

$$K = \frac{n_1}{N}$$

Una resistenza R_1 che si trova ai capi delle N spire si comporta come una resistenza $R_2 = R_1K^2$ (con $K < 1$) disposta ai capi delle n_1 spire.

Se la capacità che si dispone ai capi di tutta l'induttanza L (ossia di tutte le N spire) per far risuonare il circuito ad una frequenza f_1 è C, volendo invece disporre la capacità in parallelo ad una parte sola dell'avvolgimento ossia alle n_1 spire, è necessario che il suo valore sia K^2 volte maggiore.

Questa considerazione vale anche per le variazioni di capacità necessaria per compiere la stessa variazione di frequenza.

Infatti essendo: $\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 = \frac{C_t}{C_o}$ in cui $\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2$ è costante, è chiaro che anche $\frac{C_t}{C_o}$ deve mantenersi costante.

Se ad esempio la presa è alla metà dell'avvolgimento, K è uguale a 2 quindi la capacità da disporre su metà dell'avvolgimento sarà K^2 volte maggiore (ossia 4 volte) di quella che andrebbe disposta agli estremi di L. Analogamente, la capacità residua e la variazione di capacità, se trattasi di circuito oscillatorio, dovranno essere 4 volte maggiori di quella che dovrebbe avere il condensatore se si disponesse ai capi di L.

CIRCUITO OSCILLATORIO ACCOPP. INDUTTIVAMENTE AD UN CIRCUITO SECONDARIO CARICATO

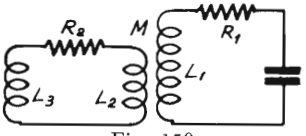


Fig. 150

Se L_4 è l'induttanza complessiva del circuito accoppiato al circuito oscillatorio (ossia $L_4 = L_2 + L_3$) e M è il coefficiente di mutua induzione fra l'induttanza del circuito oscillatorio L_1 e quella accoppiata L_2, per effetto dell'accoppiamento l'induttanza L_1 viene a diminuire ed il suo nuovo valore è dato da:

$$L = L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z^2} L_4$$

Con Z si intende in questa espressione l'impedenza del circuito accoppiato che è data dalla solita espressione $Z = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_4^2}$.

Di tale fatto si deve tenere conto quando si debba calcolare la induttanza necessaria per accordare un circuito oscillatorio ad una data frequenza ed a tale induttanza si trovi accoppiato un circuito induttivo.

Nel caso che il carico fosse costituito dalla sola resistenza R_2 allora l'unico valore di induttanza da considerare per il secondario è L_2 (in tale caso infatti $L_4 = L_2$) e quello di Z è $\sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2}$.

Non solamente sul valore di induttanza del circuito oscillatorio agisce il carico del secondario, esso agisce anche sulla resistenza di questo e quindi sul suo fattore di merito.

Se R_1 è la resistenza propria del circuito oscillatorio e se il carico del secondario è costituito dalla sola resistenza R, per effetto dell'accoppiamento il valore della resistenza-serie del circuito oscillatorio acquista un nuovo valore R' che è dato da:

$$R' = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 L_2^2 + R_2^2} R_2$$

e per conseguenza il coefficiente di sovratensione (ossia il fattore di merito) passa da un valore $Q = \frac{\omega L_1}{R_1}$ ad un valore $Q' = \frac{\omega L_1}{R'}$.

EFFETTI DELLA CAPACITA' INTERELETTRODICA IN STADI A CIRCUITI ACCORDATI

In una valvola a tre elettrodi non si ha esclusivamente passaggio di energia nel senso griglia placca, una parte di questa circola anche in senso inverso e ciò a causa della capacità griglia-placca della valvola stessa (reazione).

Il circuito di uno stadio amplificatore con valvola a tre elettrodi può essere schematizzato come in fig. 151.

L'amplificazione A_r in presenza di reazione è data dall'espressione:

$$A_r = A \frac{1 - B}{1 - AB}$$

In cui con B si intende il rapporto fra la parte di tensione che ritorna dalla placca sulla griglia in fase con questa e la tensione totale presente nel cir-

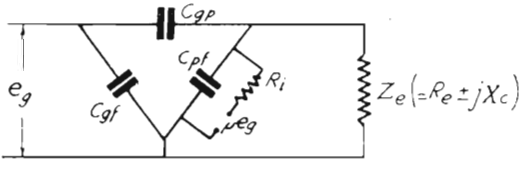


Fig. 151

cuito di placca e con A si intende l'amplificazione di tensione dello stadio in assenza di reazione.

Se il prodotto AB assume il valore dell'unità ($AB = 1$), il denominatore dell'espressione si annulla ed A_r diventa infinito.

In questo caso il circuito diviene sede di oscillazioni persistenti.

Le considerazioni fatte sono valide nel caso che la fase della tensione formantesi in griglia per effetto del passaggio attraverso C_{gp} coincida con la fase della f.e.m. presente nel circuito di griglia stesso.

In pratica molte altre cause possono generare reazioni ed originare anche oscillazioni persistenti; ad esempio si possono citare gli accoppiamenti esterni dovuti all'uso di sorgenti di correnti continua comuni ai vari stadi e di impedenza non nulla o la capacità fra elettrodi di valvole diverse.

Se si hanno ad esempio due stadi che amplifichino ciascuno 10 volte sarà sufficiente che la placca induca sulla griglia della stessa valvola una tensione pari ad 1/10 di quella alternata presente sulla placca stessa per fare sì che lo stadio oscilli. Basterà però anche che la placca della valvola del secondo stadio induca sulla griglia di quella del primo una tensione pari ad 1/100 della propria per avere l'innesco di oscillazioni.

E' questo il motivo per cui in apparecchi con molti stadi è necessario schermare molto bene gli organi e le valvole gli uni dagli altri.

Perchè in uno stadio singolo possano formarsi oscillazioni a causa della capacità placca-griglia, è necessario che l'impedenza che si trova sull'anodo sia convenientemente induttiva. Se invece la predetta impedenza è semplicemente resistiva o capacitiva, in luogo di reazione si ha controreazione (o reazione negativa).

L'effetto della reazione può essere considerato anche in rapporto alla impedenza esistente fra la griglia ed il catodo della valvola.

Tale impedenza è della forma:

$$Z_g = \pm R_g - J \frac{1}{\omega C_g}$$

Quando il circuito anodico è induttivo il segno di R_g è negativo ed allora la valvola è in grado di annullare o di ridurre la resistenza positiva del circuito di ingresso. In questo caso si ha la produzione di oscillazioni.

La relazione esistente fra la impedenza Z_g e gli elementi rappresentati nella fig. 151 è la seguente:

$$Z_g = \frac{C_{pg} + C_{pf} - j \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{R_e + j X_e} + \frac{1}{R_i} \right)}{\frac{p C_{pg}}{R_i} - (C_{pf} + C_{gp}) \left(\frac{1}{R_e + j X_e} + \frac{1}{R_i} \right) - j \omega (C_{gf} C_{gp} + C_{gp} C_{pf} + C_{pf} C_{gf})}$$

Se Z_g è capacitiva ed associata ad un valore di resistenza piuttosto elevata, si ha la reazione negativa il che porta ad una notevole attenuazione nel circuito di ingresso.

STADIO DI AEREO DI UN RICEVITORE

Lo stadio d'aereo di un ricevitore deve conservare una certa selettività nel circuito oscillatorio che in tale caso ha funzione di secondario, mentre il circuito d'aereo vero e proprio deve essere il più possibile aperiodico non essendo previsti organi di accordo per l'aereo.

D'altra parte mentre per il trasmettitore si usano aerei di dimensioni appropriate per ciascuna banda di frequenza, per il ricevitore serve un aereo unico per le varie bande. Per queste ragioni si fa sempre in modo che il circuito d'aereo risuoni ad una frequenza esterna alla banda che si vuole ricevere.

Si possono sempre avere per una medesima banda dei trasformatori d'aereo con spire primarie più numerose delle secondarie o viceversa.

Nel primo caso la frequenza di risonanza del circuito di aereo è più bassa di tutte le frequenze della banda, nel secondo è più alta.

Per la banda delle onde lunghe e delle onde medie si segue di solito il primo sistema, per le onde corte il secondo, sebbene non vi siano ragioni che si oppongano per procedere altrimenti oltre a quella di adattarsi alle caratteristiche medie degli aerei più comuni.

Noto dunque il criterio per la definizione del numero delle spire, anche per stabilire il migliore grado di accoppiamento, va osservata una regola che mira al conseguimento delle condizioni migliori di compromesso: il grado più favorevole di accoppiamento si ha quando « caricando » l'avvolgimento primario d'aereo con una resistenza corrispondente a quella dello aereo, il *fattore di merito del circuito oscillatorio secondario scende a metà* del valore che ha a primario aperto.

Questa definizione ha significato meno rigoroso per quei trasformatori di aereo il cui rapporto è in discesa e per i quali non si può parlare di circuito primario aperto chiudendosi questo attraverso la capacità distribuita dell'avvolgimento.

In tale caso in luogo di riferirsi al circuito primario aperto è più corretto riferirsi allo stesso chiuso in corto circuito.

STADIO CONVERTITORE DI FREQUENZA

CRITERIO GENERALE PER IL CALCOLO DEI CIRCUITI OSCILLATORI DELLO STADIO CONVERTITORE.

Noto il valore della frequenza intermedia del ricevitore (f_m) ed il valore della frequenza del segnale che si vuole ricevere (f_s) si può facilmente definire quale è la frequenza che l'oscillatore locale deve dare (f_o) perchè si possa effettuare la ricezione.

Infatti perchè si verifichino battimenti a frequenza f_m è necessario che f_o differisca da f_s di f_m periodi al sec.

Vi sono due valori di f_o che soddisfano a tale condizione, essi sono: $f'_o = f_s + f_m$ ed $f_o'' = f_s - f_m$.

La frequenza dell'oscillatore può dunque essere scelta maggiore o minore di quella del segnale purchè differisca da questa di f_m periodi al sec.

CIRCUITO OSCILLATORIO PRESELETTORE

In un comune ricevitore in cui si vuole ricevere una intera gamma d'onda e che quindi è dotato di circuiti oscillatori variabili per la sintonizzazione, sono da considerarsi per ogni gamma due frequenze particolari che corrispondono rispettivamente alla più alta ed alla più bassa lunghezza d'onda della gamma.

Siano f_1 ed f_2 rispettivamente la frequenza più bassa e la frequenza più alta della gamma che si vuole coprire.

Se, come avviene nella generalità dei casi l'elemento variabile preposto alla sintonizzazione è un condensatore, la risonanza alla frequenza più bassa (f_1) si ha quando il condensatore variabile è alla sua capacità massima e la risonanza alla frequenza più alta si ha quando il condensatore è alla capacità minima.

La capacità minima del condensatore (C_o) è costituita dalla capacità residua propria del condensatore più le capacità parassite del circuito e della bobina e dell'eventuale condensatore che si dispone in parallelo al variabile.

La capacità massima (C_t) è costituita dalla somma della variazione di capacità (ΔC) con la capacità minima (C_o) suddetta, ossia:

$$C_t = \Delta C + C_o$$

A questi due valori di capacità (C_t e C_o) corrispondono (vedere pag. 87), le frequenze $f'_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_t}}$ ed $f'_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_o}}$ in cui f'_1 è minore di f'_2.

E' abbastanza facile far coincidere f'_1 con f_1 (adottando un opportuno valore di L) ma può succedere che lo stesso valore di L non si adatti a fare coincidere anche f'_2 con f_2 e reciprocamente.

Per ottenere la coincidenza alle due frequenze estreme si deve regolare la capacità residua (disponendo all'uopo in parallelo al variabile delle piccole capacità fisse) in modo che il rapporto fra C_t e C_o sia uguale al quadrato del rapporto delle due frequenze estreme f_2 ed f_1 ossia:

$$\frac{C_t}{C_o} = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2$$

I valori assoluti di C_t e C_o che si ottengono non hanno alcuna importanza sulla sintonizzazione che in ogni caso è assicurata con il raggiungimento della relazione sopra indicata, essi hanno invece una sensibile influenza sul valore della resistenza dinamica offerta dal circuito oscillatorio.

Per questa ragione, quando si vogliono ottenere valori prestabiliti di resistenza dinamica è necessario scegliere valori particolarmente adatti di ΔC in relazione a C_o.

Una volta soddisfatta la relazione sopra indicata è facile ricavare il valore di induttanza applicando una delle espressioni:

$$L = \frac{1}{\omega_1^2 C_t} \quad \text{oppure} \quad L = \frac{1}{\omega_2^2 C_o}$$

(in cui $\omega_1 = 2\pi f_1$ e $\omega_2 = 2\pi f_2$) che in questo caso coincidono (per la costruzione di L ved. pag. 120 e seg.).

CIRCUITO OSCILLATORIO DELL'OSCILLATORE LOCALE

Se f_m è la frequenza intermedia (media frequenza) del ricevitore, per quanto si è detto (pag. 224) sarà necessario che quando il circuito oscillatorio preselettore è accordato alla frequenza f_1 quello dell'oscillatore oscilli a frequenza $f_1 + f_m$ oppure $f_1 - f_m$ e quando il primo è accordato alla frequenza f_2 il secondo oscilli a frequenza $f_2 + f_m$ oppure $f_2 - f_m$.

$$\text{preselettore} \begin{cases} f_1 \\ f_2 \end{cases} \quad \text{oscillatore} \left\| \begin{cases} f_1 + f_m \\ f_2 + f_m \end{cases} \right. \quad \text{oppure} \left| \begin{cases} f_1 - f_m \\ f_2 - f_m \end{cases} \right|$$

In effetto è ugualmente possibile fare in modo che l'oscillatore oscilli costantemente a frequenza superiore del preselettore o a frequenza inferiore.

In onde corte, dove la stabilità maggiore si ottiene quando l'oscillatore funziona a frequenza più bassa, ci si regola in tale senso.

In onde medie e onde lunghe o anche in onde corte quando vi siano stadi preamplificatori di AF, si fa funzionare l'oscillatore a frequenza maggiore del preselettore.

L'adozione di questo criterio si giustifica col fatto che siccome il funzionamento a frequenza più alta viene generalmente ottenuto inserendo una capacità in serie al circuito oscillatorio, quando vi sono stadi di AF è preferibile effettuare questa applicazione ad un unico circuito (quello dell'oscillatore) anzichè ai vari circuiti oscillatori di AF.

CALCOLO DEI CIRCUITI

Circuito oscillatorio dell'oscillatore locale funzionante a frequenza più alta del preselettore (determinazione della capacità serie « padding »)

Se le due frequenze estreme del preselettore sono f_1 ed f_2, l'oscillatore locale dovrà in questo caso coprire una banda di frequenza che va da f'_1 a f'_2 (in cui $f'_1 = f_1 + f_m$ e $f'_2 = f_2 + f_m$).

Siccome il rapporto $f'_2 : f'_1$ è minore del rapporto $f_2 : f_1$, per il circuito dell'oscillatore si richiederà un valore minore di capacità variabile oltre ad un valore minore di induttanza.

A tale scopo si può usare per l'oscillatore un condensatore variabile di minore capacità e di opportuno profilo o più semplicemente (come si fa nella generalità dei casi) usare un condensatore variabile identico a quello dello stadio preselettore disponendovi in serie una capacità di valore opportuno.

Tale capacità prende il nome di *capacità-serie* (o di « padding »).

Un procedimento di massima per il calcolo del « padding » è il seguente:

Alla frequenza più alta (f'_2) e alla frequenza più bassa (f_1) la capacità che si trova disposta in parallelo alla induttanza è data rispettivamente da:

$$\text{per } f'_2: \quad C_2 = \frac{C_p C_o}{C_p + C_o}; \qquad \text{e per } f'_1: \quad C_1 = \frac{C_p C_t}{C_p + C_t}$$

in cui con C_p si intende la capacità-serie (padding), con C_o si intende la capacità residua complessiva e con C_t si intende la capacità massima del variabile più la residua.

Impostando la relazione:

$\frac{f_2^2}{f_1^2} = \frac{C_1}{C_2}$; sostituendo a C_2 e C_1 i valori sopra indicati e risolvendo rispetto a C_p, si trova:

$$C_p = \frac{C_o\, C_t\, (f_1^2 - f_2^2)}{f_2^2\, C_t - f_1^2\, C_o}$$

DETERMINAZIONE PRATICA DELLE COSTANTI DELLO STADIO CONVERTITORE IN UN RICEVITORE PER ONDE MEDIE E CON MF = 400 kHz

A) *Preselettore.*

Si voglia ricevere la banda di frequenza compresa tra le due frequenze estreme f_I ed f_{III} in cui f_I è la frequenza più alta e f_{III} la più bassa.

Per ottenere tale ricezione con sicurezza sarà necessario che il ricevitore abbia dei margini oltre f_I ed f_{III} ossia che esso possa giungere ad una frequenza $f_{mass} > f_I$ ed ad una frequenza $f_{min} < f_{III}$.

Sarà anche necessario che la coincidenza dell'oscillatore locale sia assicurata alle due frequenze f_{I} ed f_{III} e, per una ricezione uniforme nella banda considerata, che la coincidenza sia assicurata anche ad una frequenza mediana f_{II}.

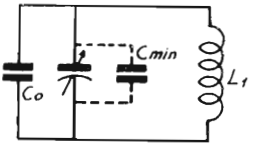


Fig. 152

Per il circuito preselettore avremo dunque cinque frequenze notevoli ossia $f_{mass} > f_{I} > f_{II} > f_{III} > f_{min}$.

A queste frequenze corrisponderanno altrettanti valori di capacità, essi sono rappresentati rispettivamente da $(C_{min} + C_o)$; $(C_{I} + C_o)$; $(C_{II} + C_o)$; $(C_{III} + C_o)$ e $(C_{mass} + C_o)$ dove con C_o si intende la capacità del condensatore fisso che si trova in parallelo al variabile; con C_{min} si intende la residua e con C_{mass} si intende la massima capacità del variabile.

Sia L_1 l'induttanza; dalla relazione $LC = \frac{1}{\omega^2}$ avremo nei vari casi:

per f_{mass}: $$(C_{min} + C_o)\, L_1 = \frac{10^6}{4\pi^2 f_{mass}} = a$$

per f_{I}: $$(C_{I} + C_o)\, L_1 = \frac{10^6}{4\pi^2 f^2_{I}} = a'$$

per f_{II}: $$(C_{II} + C_o)\, L_1 = \frac{10^6}{4\pi^2 f^2_{II}} = \beta$$

per f_{III}: $$(C_{III} + C_o)\, L_1 = \frac{10^6}{4\pi^2 f^2_{III}} = \gamma$$

per f_{min}: $$(C_{mass} + C_o)\, L_1 = \frac{10^6}{4\pi^2 f^2_{min}} = \gamma'$$

Da queste relazioni si ricava facilmente:

$$C_o = \frac{a\, C_{mass} - \gamma'\, C_{min}}{\gamma' - a} \qquad L_1 = \frac{\gamma' - a}{C_{mass} - C_{min}}$$

$$C_{I} = \frac{a'}{L_1} - C_o; \quad C_{II} = \frac{\beta}{L_1} - C_o; \quad C_{III} = \frac{\gamma}{L_1} - C_o$$

Sostituendo ad a a' β γ γ' i rispettivi valori si ottengono quelli desiderati di C_o L_1 C_{I} C_{II} e C_{III}.

f_{mass}	= 1500 kHz	a	=	11257,85	$\cdot 10^{-6}$
f_{I}	= 1400 kHz	a'	=	12923,56	$\cdot 10^{-6}$
f_{II}	= 950 kHz	β	=	28066,68	$\cdot 10^{-6}$
f_{III}	= 550 kHz	γ	=	83736,13	$\cdot 10^{-6}$
f_{min}	= 500 kHz	γ'	=	101320,72	$\cdot 10^{-6}$

B) *Oscillatore.*

Perchè l'oscillatore sia « *in passo* » è necessario che quando il preselettore è accordato alla frequenza f_{I} esso oscilli ad una frequenza $f'_{I} = f_{I} + MF$, che quando il preselettore è accordato alla frequenza f_{II} esso oscilli ad una frequenza $f'_{II} = f_{II} + MF$ e che quando il preselettore è accordato alla frequenza f_{III} esso oscilli ad una frequenza $f'_{III} = f_{III} + MF$.

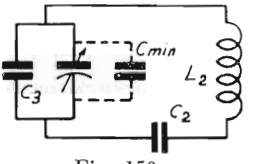


Fig. 153

Non è necessario che il « passo » sia rispettato anche nei tratti $f_{mass} - f_{I}$ e $f_{III} - f_{min}$, ossia nei margini, quindi non ci occuperemo delle frequenze estreme sebbene il margine sia sottinteso anche per l'oscillatore.

Analogamente a quanto si è visto per il preselettore, anche qui si avrà:

$$\text{per } f'_{I}: \quad \frac{(C_3 + C_{I})\, C_2}{(C_3 + C_{I}) + C_2} \; L_2 = \frac{10^6}{(2\pi f'_{I})^2} = \delta$$

$$\text{per } f'_{II}: \quad \frac{(C_3 + C_{II})\, C_2}{(C_3 + C_{II}) + C_2} \; L_2 = \frac{10^6}{(2\pi f'_{II})^2} = \varepsilon$$

$$\text{per } f'_{III}: \quad \frac{(C_3 + C_{III})\, C_2}{(C_3 + C_{III}) + C_2} \; L_2 = \frac{10^6}{(2\pi f'_{III})^2} = \zeta$$

Con C_{I}, C_{II} e C_{III} si intendono gli stessi valori di capacità del variabile considerati per il circuito preselettore, essendo partiti dall'ipotesi che il variabile dell'oscillatore e quello del preselettore siano uguali e coassiali.

Assumendo: $\Theta = \dfrac{\varepsilon - \delta}{\xi - \varepsilon}$ si ha:

$$C_2 = \frac{C_{II}\,(\Theta\, C_1 + C_{III}) - C_{III}\, C_I\,(1 + \Theta)}{C_{III}\,\Theta + C_I - C_{II}\,(1 + \Theta)}$$

$$L_2 = \frac{(\xi - \delta)\,(C_{III} + C_2)\,(C_1 + C_2)}{C_2^2\,(C_{III} - C_I)}$$

$$C_3 = \frac{\delta\, C_2}{L_2 C_2 - \delta} - C_1$$

I valori di δ, ε e ξ sono:

per $f'_I = f_I + MF$	$\delta = 7.243{,}61 \cdot 10^{-6}$
per $f'_{II} = f_{II} + MF$	$\varepsilon = 12.562{,}08 \cdot 10^{-6}$
per $f'_{III} = f_{III} + MF$	$\xi = 24.436{,}57 \cdot 10^{-6}$
	$\Theta = 451.311 \cdot 10^{-6}$

Per il calcolo speditivo delle costanti dello stadio convertitore valersi dell'abaco n. 18, pag. 361.

MISURE DI GUADAGNO SULLA VALVOLA CONVERTITRICE

Le misure di guadagno dello stadio convertitore si fanno generalmente col ricevitore in funzione facendo il rapporto fra l'ampiezza del segnale di MF che è necessario applicare alla griglia del primo stadio di MF e quella del segnale che è necessario applicare alla griglia della convertitrice per ottenere la stessa uscita.

Se il segnale che si applica in griglia della convertitrice è pure di MF, il rapporto misura il *guadagno di* MF (o amplificazione di MF) dello stadio.

Se invece il detto segnale è ad AF per cui si compie la conversione di frequenza, il citato rapporto misura *il guadagno di conversione* complessivo dello stadio.

Nei due casi il valore di tensione del segnale che si applica in griglia misura rispettivamente la *sensibilità di* MF e la *sensibilità di* AF (o di conversione) in quel punto.

Per quest'ultima, fortemente influenzabile dalla ampiezza dell'oscillazione locale, si rilevano delle curve in funzione delle varie frequenze applicate.

Le case costruttrici, insieme ai dati comuni di pendenza, per le valvole convertitrici forniscono anche quelli della *pendenza di conversione* o *conduttanza di conversione* che si identifica col rapporto fra il valore effettivo della componente a MF contenuto nella corrente di placca della convertitrice e il valore effettivo del segnale di AF applicato alla griglia pilota (la S di conv. è dell'ordine di 300 μA/V per i tipi più comuni di valvola convertitrice).

Moltiplicando dunque la tensione eff. del segnale applicato per la S di conversione e per il valore della resistenza dinamica del circuito oscillatorio che si trova nel circuito anodico della convertitrice si ottiene il valore della tensione di MF esistente ai capi del circuito oscillatorio stesso. Per coeff. di accoppiamento (KQ) uguale ad 1 e bobine uguali, detta tensione appare anche sul circuito oscillatorio secondario. Di conseguenza, moltiplicando la conduttanza di conversione della valvola per l'impedenza dinamica del trasformatore di MF caricato normalmente, si ottiene il guadagno di conversione dello stadio.

STADIO RIVELATORE A DIODO

Dei vari sistemi di rivelazione, quello a diodo è attualmente il più diffuso.

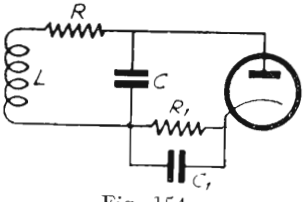


Fig. 154

In uno stadio rivelatore come quello in oggetto, il diodo è usato come rettificatore di una semionda.

Il funzionamento del diodo del circuito rivelatore è caratterizzato dai seguenti fatti:

In assenza di segnale, nel circuito scorre una corrente continua diretta dal catodo verso l'anodo. Questa corrente è dovuta alla cosidetta « tensione di contatto » che si produce sull'anodo in seguito all'investimento di questo da parte degli elettroni emessi dal catodo.

Il valore della tensione di contatto si aggira da — 0,5 a — 1 volt, la placca è resa negativa rispetto al catodo.

In un rivelatore nel quale le resistenze esterne fossero trascurabili

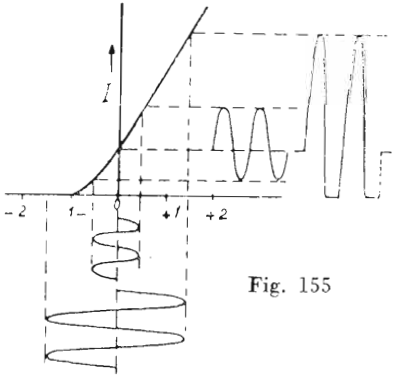


Fig. 155

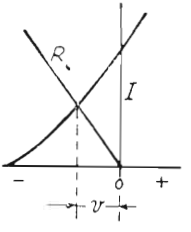


Fig. 156

rispetto alla resistenza interna del diodo, non si potrebbe ottenere rivelazione di segnali di ampiezza inferiore alla tensione di contatto ossia di ampiezza inferiore a circa 1 volt (fig. 155) se non per deformazione dell'onda del segnale.

La corrente che scorre a causa della tensione di contatto provoca in pratica una caduta di tensione ai capi di R_1 (fig. 154), che è generalmente molto più alta della resistenza interna del diodo, detta caduta che è negativa verso l'anodo, funge da tensione di polarizzazione tendente ad interdire la corrente del diodo ed a farlo funzionare in corrispondenza dell'estremo inferiore della caratteristica.

Per questo motivo una resistenza di rivelazione o « di carico » (R_1) di valore molto alto rispetto alla resistenza interna del diodo rende il rivelatore efficace anche per segnali deboli e di ampiezza notevolmente inferiore a quella della tensione di contatto.

La tensione V che si forma ai capi della resistenza R_1 si può desumere graficamente dalla curva di fig. 155 riprodotta in parte in fig. 156 se si traccia una linea (R) obliqua partente dalla base (punto O) ed avente inclinazione tale da soddisfare alla condizione $\Delta I = \Delta V : R$. Tale tensione si legge sulla base in corrispondenza del punto di intersezione con la curva.

Se R_i è la resistenza interna diretta del diodo ed e_0 è la tensione di contatto che si sviluppa a vuoto, si può affermare che il rivelatore è in grado di cominciare a rivelare segnali la cui ampiezza sia appena superiore, in valore massimo, alla tensione:

$$e_0 \frac{R_i}{R_1}$$

in cui R_1 è la resistenza esterna di rivelazione.

La resistenza interna differenziale del diodo non è in generale costante, essa pur essendo pressochè costante quando al diodo sono applicati segnali di valore notevolmente più elevato della tensione di contatto, è estremamente variabile rispetto a segnali di piccola ampiezza.

E' questa una conseguenza della curvatura inferiore della caratteristica causata dalla presenza nel diodo di una carica spaziale notevole.

La non linearità della resistenza del diodo è causa di distorsione dei segnali deboli, i suoi effetti sono attenuabili mediante l'adozione d'una resistenza esterna R_1 di valore elevato rispetto alla resistenza interna.

Il valore della predetta resistenza esterna non è però aumentabile a piacimento e ciò perchè essa deve rispondere a determinate relazioni, che più avanti vengono esaminate, rispetto alla resistenza di polarizzazione della valvola amplificatrice seguente.

Nel circuito di fig. 154 il circuito oscillatorio può essere considerato come generatore, e la impedenza costituita dal parallelo di R_1 e C_1 in serie al parallelo costituito dalla R_i e dalla capacità placca catodo, può essere considerata come impedenza di utilizzazione.

E' importante però tenere presente che la resistenza R_i è attiva solo durante un semi-periodo della f.e.m. fornita dal circuito oscillatorio.

Se la capacità-placca catodo e C_1 avessero entrambi valore nullo, ad ogni semi-periodo si avrebbe nel circuito una corrente il cui valore sarebbe:

$$I = \frac{e}{R_1 + R_i}$$

in cui e è il valore efficace della tensione fornita dal circuito oscillatorio

La tensione continua ai capi della resistenza raggiungerebbe durante il semi-periodo attivo il valore:

$$V = e \frac{R_1}{R_1 + R_i}$$

Da questa relazione è chiaro che la tensione ai capi di R_1 è tanto maggiore quanto R_1 è maggiore di R_i.

Per $R_1 = \infty$ si ha $V = e$.

In pratica, tenendosi R_1 molto più elevata di R_i (dell'ordine di 100 volte) si può ritenere raggiunta la condizione $V = e$ e quindi

$$I = \frac{e}{R_1}$$

(valore eff. del semiperiodo di corrente).

Il valore di punta della corrente rettificata è:

$I_{max} = \frac{e}{R_1} \sqrt{2}$ ed il valore medio del semiperiodo: $I_{med} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi R_1} e$

Essendo tale corrente presente durante un solo semiperiodo la corrente media in R_1 è:

$$I_{cc} = \frac{e\sqrt{2}}{\pi R_1}$$

EFFETTO DELLA CAPACITA' IN PARALLELO

Quando un condensatore precedentemente caricato viene poi lasciato scaricare su di una resistenza ad esso disposta in parallelo, la sua tensione scende ad un valore pari ad $\frac{1}{\varepsilon}$ del valore iniziale (dove $\varepsilon = 2{,}718$ base dei logaritmi naturali) dopo un tempo t che è misurato dal prodotto: $t = RC$ (costante di tempo, ved. pag. 71). In cui t è espresso in sec., R in ohm e C in farad.

Nel nostro caso, ad ogni semiperiodo di corrente rettificata, il condensatore si caricherà ed assumerà una tensione corrispondente a quella di del semiperiodo stesso.

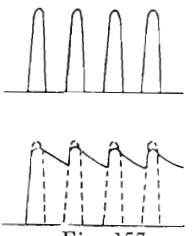


Fig. 157

Essendo come si è visto $V = e$, anche il valore di picco di V corrisponderà al valore massimo di e ossia: $e\sqrt{2}$.

Il condensatore si scaricherebbe ad un valore: $\frac{e\sqrt{2}}{\varepsilon}$ dopo un tempo: $t = RC$ se non intervenisse molto prima un secondo semiperiodo che lo riporta al valore $e\sqrt{2}$ iniziale, indi un terzo, un quarto ecc. che praticamente lo mantengono ad una tensione prossima a tale valore fig. 157.

Condizione perchè ciò avvenga è che il prodotto RC sia sensibilmente maggiore di $\frac{1}{f}$ ossia del tempo intercorrente fra due semiperiodi successivi.

Nel diodo passa durante i soli picchi di AF *una corrente appena sufficiente a rifornire al circuito di rivelazione l'energia che si perde nella resistenza* R_1.

Ammesso dunque che la tensione ai capi di C_1 ossia di R_1 si mantenga, durante la rivelazione di un'onda portante non modulata, ad un valore prossimo a $V\sqrt{2}$ ossia: $e\sqrt{2}$, la corrente continua che scorrerà nella resistenza, quando è inserito il condensatore, sarà data da:

$I_{cc} = \frac{e\sqrt{2}}{R_1}$ e la potenza che si dissiperà in R_1 sarà:

$$W = R_1 I^2_{cc} = R_1 \left(\frac{e\sqrt{2}}{R_1}\right)^2 = \frac{2e^2}{R_1} = \frac{e^2}{0{,}5\, R_1}$$

Questa potenza corrisponde a quella che si dissiperebbe inserendo direttamente ai capi del circuito oscillatorio una resistenza pari alla metà di R_1, infatti in tale caso si avrebbe:

$$W' = e\,i = e\left(\frac{e}{0{,}5\, R_1}\right) = \frac{e^2}{0{,}5\, R_1} = W$$

Dunque il circuito di rivelazione «carica» il circuito oscillatorio come una resistenza di valore pari a metà di quello della resistenza di rivelazione (R_1).

Il valore di C_1 non altera sensibilmente il comportamento del carico quando soddisfi alle condizioni più sopra citate.

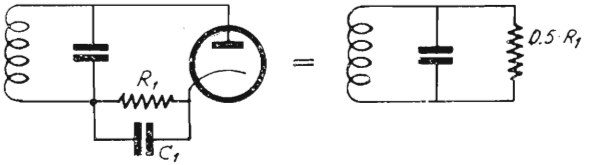


Fig. 158

Più in generale se e è il valore efficace della tensione ai capi del circuito oscillatorio e V è la tensione ai capi del condensatore, l'impedenza r_d offerta è: $r_d = 0{,}7\,\frac{e\,R}{V}$

Per segnali deboli queste relazioni non sono valide perchè il diodo non rettifica ma rivela per deformazione (rivelatore quadratico). In tale caso il circuito carica come una resistenza di valore pari alla resistenza differenziale del diodo in quel punto della caratteristica.

L'entità della corrente rivelata, in questo caso è molto piccola rispetto al segnale e non è direttamente proporzionale alla sua ampiezza (come quando questo è molto forte) ma è proporzionale al quadrato al valore di questa.

Il doppio diagramma di fig. 159 permette di ottenere dalla formola precedente risultati più aderenti alla realtà. La curva superiore fornisce i valori di un coefficiente C, in funzione della tensione efficace del segnale di media frequenza e, per il quale va moltiplicato il denominatore della formola precedente:

$$r_d = \frac{0{,}7\ V_{mf} R}{C\ V}$$

Il diagramma si riferisce ad un segnale modulato al 30%.

Per conoscere il valore della tensione continua V (cc) esistente ai capi della resistenza di carico, ci si può valere del diagramma di fig. 160.

Resistenza equivalente r_d di un diodo e fattore C in funzione del segnale V_{mf} applicato per modul. del 30%.

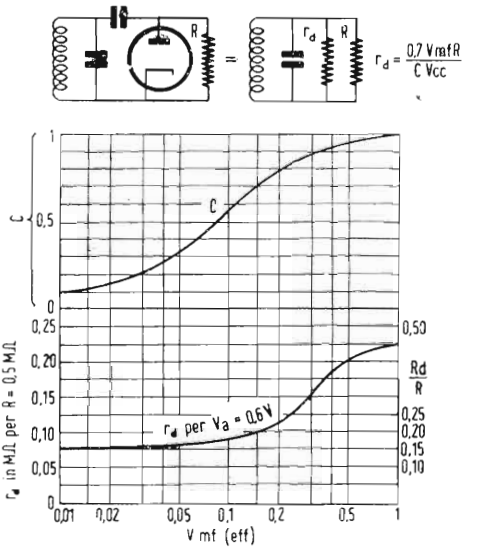


Fig. 159

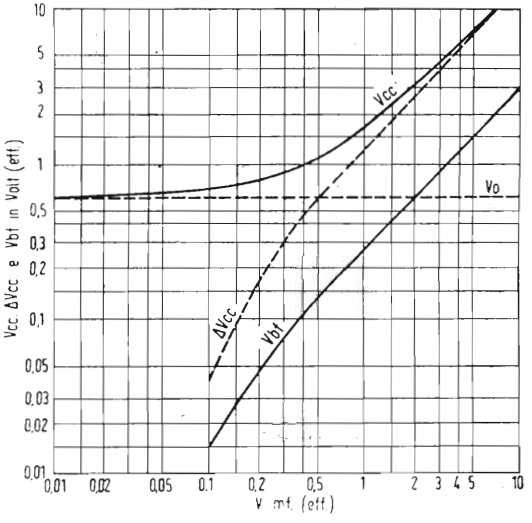
La curva inferiore del diagramma di fig. 159 permette di conoscere con facilità il valore di r_d per circuiti di rivelazione aventi resistenze di carico R di 0,5 MΩ e diodi con tensione di contatto di 0,6 volt (lato sinistro) in funzione all'ampiezza del segnale di media frequenza applicato con modulaz. al 30%.

RIVELAZIONE DI UN SEGNALE MODULATO.

Se in luogo di una portante semplice si rivela una portante modulata, il valore medio della corrente rettificata non è costante una varia con frequenza pari alla frequenza che modula la portante.

Il condensatore che è in parallelo ad R_1 (ossia C_1) tende ad immagazzinare la carica che riceve durante i picchi di modulazione ed a restituirla successivamente o in altri termini a livellare la corrente rivelata riducendola a corrente continua.

Si può anche dire che, essendo l'ammittenza del condensatore non nulla alla frequenza di modulazione, esso tende a cortocircuitare la componente di BF della corrente rivelata.



Tensione globale Vcc.
Aumento della tensione continua Δ Vcc.
Tensione alternata di b.f. V_{bf} in funzione del segnale di m.f. V_{mf}, applicato per diodo con tensione di contatto di 0,6 V e resistenza di carico 0,5 MΩ modulazione al 30%

Fig. 160

L'attenuazione della componente di BF è calcolabile con l'espressione:

$$\text{attenuazione} = \frac{\sqrt{R_1 + X_c}}{X_c}$$

Per valori molto grandi di C_1 la reattanza X_c è molto piccola e il valore dell'espressione tende ad infinito (massima attenuazione).

Nel definire i valori di C_1 e di R_1 si deve tenere presente che alle frequenze più alte di modulazione deve essere rispettata la relazione $X_c \geqq R_1$. Il valore di C_1 deve essere il più piccolo possibile, compatibilmente con la frequenza del circuito oscillatorio alla quale C_1 dovrebbe offrire impedenza minima (valori pratici, da 50 pF in OC a 300 pF in OL).

L'attenuazione che il condensatore C_1 esercita sulla componente alternata della corrente rivelata produce effetto equivalente ad una riduzione della modulazione dell'oscillazione rivelata.

L'attenuazione della componenete alternata ad opera del condensatore C_1 porta anche ad una sensibile distorsione d'ampiezza. Tale distorsione dipende dal fatto che siccome la caduta che si forma ai capi di R_1 agisce da tensione di ritardo del diodo, quando per l'azione di C_1 viene attenuata la componente alternata BF anche i picchi negativi BF di detta tensione di ritardo hanno valore sensibilmente minore di quello che avrebbero se C_1 non attenuasse.

In conseguenza di ciò, durante la rivelazione dei picchi di modulazione, essendo la tensione di ritardo insufficiente, si ha un passaggio di corrente anormale del diodo ed una conseguente alterazione della simmetria della componente di BF rivelata.

In questo caso anche il carico rappresentato del circuito rivelatore per il circuito oscillatorio assume valore diverso durante la la rivelazione dei predetti picchi di modulazione.

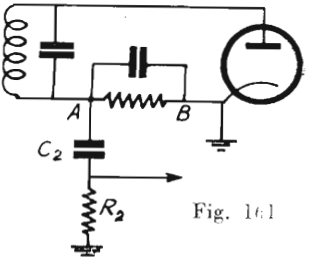


Fig. 161

Un rivelatore come quello di fig. 158 viene solitamente collegato agli stadi di amplificazione attraverso ad un circuito costituito da un condensatore C_2 in serie e da una resistenza di fuga R_2 per la griglia della valvola seguente (fig. 161).

Il circuito C_2 R_2 agli effetti della componente di BF deve essere considerato in parallelo alla resistenza di rivelazione R_1 ossia al condensatore C_1.

Un segnale si può rivelare senza sensibile distorsione quando si verifichi la condizione.

$$m \leqq \frac{Z}{R_1}$$

in cui m è il fattore di modulazione del segnale, Z è il valore della impedenza complessiva offerta alla componente alternata dal tratto A-B del circuito (fig. 161) ed R_1 è il valore di resistenza offerta alla corrente continua dallo stesso tratto di circuito.

Per le ragioni sopradette è bene che R_2 sia di valore notevolmente più alto di R_1.

Lo stadio rivelatore può essere realizzato secondo circuiti leggermente differenti da quello indicato in figura, possono essere applicati filtri di disaccoppiamento costituiti perloppiù da resistenze e da condensatori.

I criteri da seguire sono quelli precedentemente indicati.

Il calcolo degli eventuali circuiti ed organi aggiunti sarà effettuato secondo le norme che li riguardano contenute in altra parte del presente volume.

Un secondo modo da realizzare il rivelatore è quello indicato in fig. 162, in tale caso il ***carico del rivelatore si comporta rispetto al circuito oscillatorio come una resistenza di valore di circa un terzo di*** R_1 inserita direttamente ai capi del circuito oscillatorio stesso.

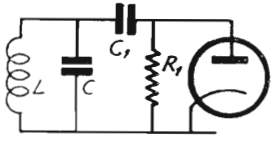


Fig. 162

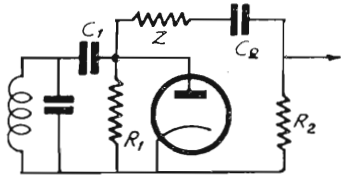


Fig. 163

Il circuito C_2 R_2 di disaccoppiamento per la componente continua si inserisce ai capi R_1 attraverso ad un'impedenza elevata Z (generalmente una reattanza induttiva) o più semplicemente attraverso ad una resistenza fig. 163).

AMPIEZZA DEL SEGNALE DI BF RIVELATO

Nel calcolo della amplificazione di un ricevitore si deve tener conto del circuito rivelatore tenendo presente che in esso si compie una trasformazione del segnale da oscillazione modulata di alta frequenza a corrente alternata di bassa frequenza.

Così, se ai capi del circuito oscillatorio vi è una tensione oscillante e modulata secondo un fattore di modulazione m, la massima tensione di BF ottenibile dal rivelatore, se il suo rendimento fosse del 100%, sarebbe data da: $e_{BF} = m\,e$

Il diodo però non è perfetto conduttore e quindi anche in esso si forma una caduta di potenziale che può essere valutata intorno al 5%, inoltre nel circuito di rivelazione si trovano generalmente inserite resistenze di disaccoppiamento il cui valore è di circa 1/10 di R_1, ciò porta il rendimento di tensione del rivelatore a circa 0,85.

La tensione BF ricavabile è dunque esprimibile con:

$$e_{BF} = 0{,}85\ m\,e \qquad (m \text{ è sempre minore di } 1)$$

Il diagramma di fig. 160 fornisce direttamente il valore eff. della tensione di b.f. in funzione del segnale di m.f., modulato al 30%, per resistenza di carico di 0,5 MΩ con diodo avente tensione di contatto di 0,6 volt.

CRITERI PER LA PROGETTAZIONE DI UN RICEVITORE
ALCUNE MISURE CONVENZIONALI

Per determinare la sensibilità, la selettività, la fedeltà ecc. di un ricevitore, ci si vale di alcuni dati « normalizzati » o « standard » o misure convenzionali che vengono qui di seguito indicate.

1) SENSIBILITA'.

La sensibilità di un amplificatore, in genere, *è misurata dalla tensione del segnale che è necessario applicare al suo ingresso per avere* 50 *milli-watt in uscita.* Tale tensione si legge sull'attenuatore del generatore.

La sensibilita di un ricevitore è misurata dalla tensione a radio frequenza, *modulata al* 30%, applicata all'ingresso per ottenere 50 milli-watt di uscita (1).

2) MODULAZIONE.

Tutte le misure di sensibilità, selettività amplificazione ecc. che si effettuano su di un ricevitore *si riferiscono ad un segnale modulato al* 30% *con una frequenza di modulazione di* 400 Hz (salvo indicazioni speciali).

3) AMPLIFICAZIONE.

L'amplificazione di uno stadio è misurata dal *rapporto fra la tensione di segnale che è necessario applicare all'uscita di questo e la tensione di segnale che è necessario applicare al suo ingresso* per avere la stessa potenza in uscita del ricevitore. Per non incorrere in sovraccarichi si devono usare livelli bassi di segnale, è opportuno attenersi ai 50 mW in uscita.

4) USCITA.

L'uscita può venire riferita alla *bobina mobile dell'altoparlante* (che in questo caso viene rimpiazzata da una resistenza avente lo stesso valore dell'impedenza che questa offre a 400 Hz) *oppure alla resistenza di carico fittizio* che viene applicata al circuito anodico della valvola finale.

---

1) Nota: Si deve usare in questo caso, fra generatore di A F e ingresso del ricevitore, *l'aereo fittizie* descritto a pag. 293.

E' necessario nei due casi specificare con quale dei due metodi si sono effettuati i vari rilevamenti.

I valori per il carico fittizio di cui alla citata figura sono dell'ordine di oltre 40 henry per L ed inoltre 10 μF per C. Se la misura si fa sulla bobina mobile (o resistenza equivalente) essa è comprensiva del rendimento del trasformatore di uscita: nell'altro caso si deve moltiplicare la potenza trovata per il rendimento del trasformatore. Le curve di fedeltà sono assai diverse a seconda che siano riferite alla bobina mobile o alla resistenza di carico fittizio, è perciò sempre necessario specificare con quale dei due sistemi sono state rilevate.

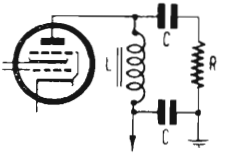


Fig. 164

5) Uscita massima indistorta.

Corrisponde alla maggiore potenza che si può ricavare con distorsione non superiore al 5% (ossia con contenuto di armoniche non superiore al 5%).

6) Fedelta'.

La fedeltà complessiva di un amplificatore o di un ricevitore viene riferita alla curva di risposta rilevata in uscita, essa è definita dalla banda di frequenze che vengono trasmesse con attenuazione inferiore a $\sqrt{2}$ rispetto al valore della tensione di uscita a 400 Hz (fig. 165).

7) Frequenza acustica base.

E' stabilità in 400 Hz i valori di reattanza e impedenza nonchè le caratteristiche degli organi e dei circuiti di BF vengono tutti riferiti a tale frequenza quando non vengano esplicitamente riferiti ad altre frequenze.

8) Selettivita'.

Si può esprimere come attenuazione del segnale per dissintonie di 10 kHz (quindi come rapporto semplice oppure in « decibel ») oppure come ampiezza della banda passante vale a dire come differenza fra i valori assoluti delle due frequenze di taglio che la delimitano. (fig. 166).

CARICO DI USCITA E TENSIONI PER 50 mW

R =	2,5	Ω	V =	0,354	volt. eff.
R =	5	Ω	V =	0,5	» »
R =	16	Ω	V =	0,895	» »
R =	1750	Ω	V =	9,35	» »
R =	3500	Ω	V =	13,2	» »
R =	5000	Ω	V =	15,8	» »
R =	7000	Ω	V =	18,7	» »

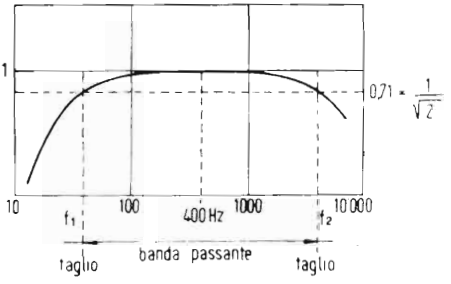


Fig. 165

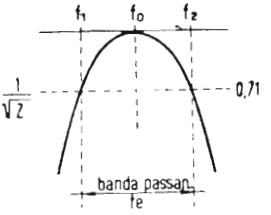


Fig. 166

LIVELLI DI SENSIBILITA'

La sensibilità di un ricevitore non si può accrescere a piacimento e vi è un livello di sensibilità oltre il quale, almeno per ora, non è praticamente possibile andare.

Tale livello che corrisponde ad una tensione di entrata di 2 μV è imposto dal fruscio che nel ricevitore si produce specialmente a causa delle valvole ed in genere dal rapporto segnale/disturbi.

Sovente però ci si accontenta di sensibilità molto più modeste (5-10 μV) e ciò specialmente per evitare che il ricevitore, troppo sensibile, sia eccessivamente rumoroso venendo a captare in tal modo anche grande copia di disturbi industriali ed atmosferici.

In generale si tengono sensibilità maggiori per le gamme di onde corte che per quelle d'onde medie o lunghe essendo le prime meno disturbate.

In altri casi ancora il livello di sensibilità è imposto dal numero e dalla quantità delle valvole di cui si può disporre per realizzare il ricevitore.

Per tutti i ricevitori in genere vi è però un dato in comune ed è quello della tensione di radio frequenza sui diodi di rivelazione e del regolatore automatico di sensibilità. (C.A.V.). Infatti *la tensione per il* C.A.V. *deve aggirarsi in ogni caso intorno ai* 15 *volt quando il segnale applicato all'ingresso* è massimo e ciò per un normale funzionamento del regolatore stesso.

Tenendo presente che la modulazione è al 30% e considerando il rendimento del rivelatore, si conclude che la *tensione efficace di* BF *che il rivelatore può fornire quando il segnale applicato è massimo, è di* 4,3 *volt circa.*

Tale è dunque la tensione che applicata all'ingresso dell'amplificatore di BF deve dare luogo alla massima potenza indistorta in uscita.

La tensione componente alternata per la massima potenza sulla placca della valvola finale è funzione della tensione anodica, essa è di circa 150 volt eff. per ricevitori alimentati a 250 volt.

Si conclude da ciò facilmente che anche *l'amplificazione della parte a* BF *non puo' essere spinta a piacere e deve aggirarsi intorno alle* 50 volte (ossia 34 dB). Se il ricevitore funziona anche col rivelatore fonografico si deve tenere per gli stadi di BF una amplificazione di circa 100 volte (per permettere anche con la tensione di detto rivelatore, che è di circa 2 volt nei casi migliori, di ottenere l'uscita massima), in tale caso però o si fa variare la sensibilità della parte a BF passando dalla posizione « radio » a quella di « fono » oppure si fa in modo che la tensione di BF tratta dalla rivelazione del segnale radio e applicata all'ingresso dell'amplificatore sia dimezzata.

In base alle precedenti considerazioni si conclude anche che, per 50 mW di uscita (corrispondenti per 7000 Ω di carico a 18,7 volt eff.) si deve avere sul rivelatore una componente di BF di circa 0,3 volt il che significa che la tensione di radio frequenza ai capi del secondario dell'ultimo trasformatore di MF dovrà essere di circa 1,4 volt eff. quando l'uscita è 50 mW

L'amplificazione di uno stadio di MF *a* 467 kHz *si aggira in media sulle* 200 volte (ossia 46 dB), di conseguenza sulla griglia di tale stadio si deve riscontrare una sensibilità corrispondente a circa 7000 μV.

La « *pendenza di conversione* » di una comune valvola convertitrice è di circa 300 μA/V, ciò significa che, con l'impedenza di carico rappresentata dal primario del 1° trasf. di MF (che è dell'ordine di 200.000 Ω) si può avere *dalla valvola convertitrice un guadagno complessivo di circa*

60 *volte* (ossia di 36 dB). Ciò porta a concludere che la sensibilità che si riscontra sulla griglia della convertitrice è dell'ordine di 100 μV (nell'esempio 116 μV).

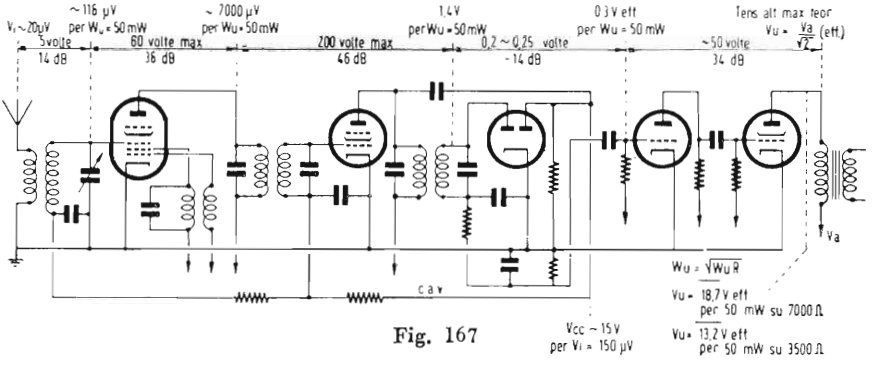


Fig. 167

La fig. 167 illustra un tipo comunissimo di schema di ricevitore nel quale sono segnati, a scopo indicativo i valori più comuni di sensibilità e di amplificazione.

IL REGOLATORE AUTOMATICO DI SENSIBILITA'

Il regolatore automatico di sensibilità (C.A.V.; C.A.S.; A.V.C. a seconda delle lingue o dei termini usati per definirlo) consente di modificare la sensibilità del ricevitore automaticamente, in rapporto dell'ampiezza del segnale applicato all'ingresso.

Gli scopi ai quali serve tale dispositivo sono fondamentalmente due: il primo consiste nell'*impedire che segnali troppo forti producano effetto di sovraccarico* che, se avvengono negli stadi di bassa frequenza sono causa di forti distorsioni e se avvengono negli stadi di AF causano un netto sdoppiamento della curva di sintonia per cui il segnale è ricevibile solo dissintonizzando il ricevitore.

Il secondo consiste invece nel *frenare l'amplificazione quando il segnale è sufficientemente forte per restituirla quando questo si affievolisce* sotto l'azione del « *fading* » (o evanescenza), consentendo così una uniformità di ricezione delle stazioni nonostante la varia intensità dei loro segnali.

Nel primo caso è opportuno che il C.A.V. entri bruscamente in funzione non appena il segnale oltrepassa un certo livello (150 μV circa), nel secondo invece esso deve entrare in funzione anche con segnali molto più deboli.

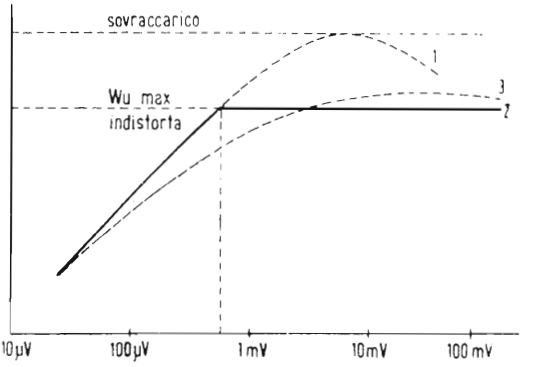


Fig. 168

I due diversi modi di funzionare del C.A.V. si ottengono rispettivamente applicando una *tensione ritardatrice* al diodo preposto alla rettificazione del segnale di MF dal quale viene tratta la tensione che controlla l'amplificazione degli stadi di AF e MF, oppure non applicandola.

C.A.V. RITARDATO

Viene generalmente realizzato *applicando al catodo del diodo del* C.A.V. *una tensione positiva* dell'ordine di 3 ÷ 5 volt. La tensione continua di controllo risulta press'apoco uguale alla differenza fra il valore di cresta del segnale di MF e la tensione continua ritardatrice.

Un altro modo di realizzarlo consiste nell'*applicare una tensione negativa alla piacca* dello stesso diodo e tenendo il catodo a potenziale di massa. In questo caso bisogna regolare le tensioni di griglia e di catodo delle valvole di AF e MF in modo che senza segnale le griglie siano polarizzate per la massima amplificazione, cosicchè la tensione negativa applicata al diodo non vada a bloccare le predette valvole.

In ogni caso, il C.A.V. ritardato *non carica* il circuito di MF a cui è connesso se non quando la tensione di MF non supera quella di ritardo.

La curva ideale di regolazione del C.A.V. ritardato è quella contraddistinta con 2 in fig. 168.

C.A.V. NON RITARDATO (antifading).

Al diodo del C.A.V. non è applicata alcuna tensione continua ritardatrice, il C.A.V. entra in funzione anche con i segnali deboli. (3 di fig. 168).

La tensione continua di controllo si può conoscere direttamente, in funzione della ampiezza del segnale di MF del diagramma di fig. 160, il carico che il circuito rappresenta per lo stadio di MF al quale è connesso è anche desumibile dal diagramma di fig. 159 pure in funzione dell'ampiezza del segnale di M.F.

Il C.A.V. non ritardato si può realizzare impiegando come tensione controllo quella ricavata dal filtraggio della componente continua presente ai capi della resistenza di rivelazione, in questo caso, nel ricevitore basta un solo diodo per tutte le funzioni.

C.A.V. MISTO.

Nei ricevitori di classe in cui si vogliono ottenere entrambi gli effetti, si ricorre al C.A.V. misto.

Questo realizza con due diodi separati di cui uno « ritardato » e l'altro non ritardato, ad ognuno dei due diodi è affidato il compito del controllo di parte del ricevitore attraverso circuiti indipendenti.

Anche in questo caso, quale diodo non ritardato può essere utilizzato lo stesso che serve per la rivelazione.

RESISTENZA EQUIVALENTE DI FRUSCIO DI UNA VALVOLA

La definizione della sensibilità di un ricevitore non ha un preciso significato se non è espressa in funzione del fruscio di fondo.

Le cause di fruscio in un ricevitore possono essere diverse, alcune di esse si possono eliminare altre invece sono insite nella natura stessa degli organi costituenti i circuiti.

Alle prime appartengono l'*insufficiente accoppiamento del circuito di aereo*, *l'eccessivo accoppiamento della reazione nell'oscillatore locale* con con-

seguente innesco di superreazione, i *valori inadatti del condensatore e della resistenza di griglia dell'oscillatore stesso*, (causa possibile di superreazione) *la tensione di griglia schermo della convertitrice eccessiva* ecc. ecc.

Alla seconda categoria, della quale qui si tratta, appartengono quei fenomeni che avvengono nelle resistenze, per agitazione termica e quelli che avvengono nell'interno delle valvole termoioniche a cagione delle correnti elettroniche.

Il fenomeno per il quale ogni corpo elettricamente resistente diviene generatore di correnti impulsive irregolari per effetto della temperatura è noto col nome di *effetto Johnson* ed è dovuto all'accelerazione dei moti degli elettroni liberi nei corpi sotto l'azione del calore (analogo ai moti browniani ma in questo caso per i soli elettroni).

La differenza di potenziale cosi prodotta, che si misura fra due punti di un corpo resistente, è proporzionale alla temperatura assoluta del corpo ed al valore della resistenza che il corpo presenta fra tali due punti.

Se il corpo in oggetto è costituito da un conduttore che pur presentando un basso valore di resistenza offre elevata impedenza (una bobina od un circuito oscillante), ai suoi capi si misura una tensione di fruscio che è proporzionale alla impedenza che esso offre alla frequenza alla quale si fa la misura.

Nel caso di un circuito oscillante la corrente impulsiva prodotta per agitazione termica eccita il circuito stesso sulla sua fondamentale.

La tensione che vi compare, essendo proporzionale alla impedenza del circuito è più alta ad inizio di gamma, a condensatore variabile aperto e minore a condensatore chiuso. Per la stessa ragione essa è minore in onde corte che in onde medie e quando il circuito è caricato dall'aereo che ne riduce l'impedenza.

La tensione di fruscio che si constata all'uscita del ricevitore è, come per il fruscio prodotto per altre cause, proporzionale alla radice quadrata della banda passante del ricevitore.

I fenomeni che causano fruscio e che hanno origine nell'interno della valvola sono molteplici e vengono cosi classificati:

1°) *L'effetto Schrot* dovuto alle fluttuazioni statistiche della corrente anodica che come è noto, è costituita dallo scorrere di cariche elementari che si succedono ad intervalli irregolari di tempo producendo uno spettro di frequenze di fruscio che va dalle più alte alle più basse usate nei circuiti radio.

2°) *L'effetto Funkel* dovuto alle irregolarità di emissione del catodo nel tempo, i cui effetti si fanno sentire su frequenze inferiori ai 10.000 Hz.

3°) *L'emissione secondaria* dovuta all'urto di elettroni contro la placca o griglia schermo, che è stata fortemente attenuata nelle valvole moderne a fascio elettronico.

4°) *La irregolare distribuzione del flusso* che è causa di fluttuazione delle cariche possedute dagli elettrodi.

5°) *Lo scintillamento* presente alla superficie dell'anodo investito dalla corrente anodica, ecc.

Per la valutazione complessiva degli effetti dei fenomeni che causano fruscio nella valvola, ci si vale di una astrazione.

Si è convenuto infatti di attribuire l'origine del fruscio complessivo ad una *tensione equivalente di fruscio* supposta applicata alla griglia.

La tensione equivalente di fruscio E_r è data dall'espressione:

$$\mathbf{E_r = 126{,}6 \cdot 10^{-12} \sqrt{R_r B}}$$

in cui con B si intende la banda passante complessiva del ricevitore in Hz ed R_r è un coefficiente detto *resistenza equivalente di rumore o di fruscio* complessiva della valvola e del circuito a cui l'ingresso di questa è connesso.

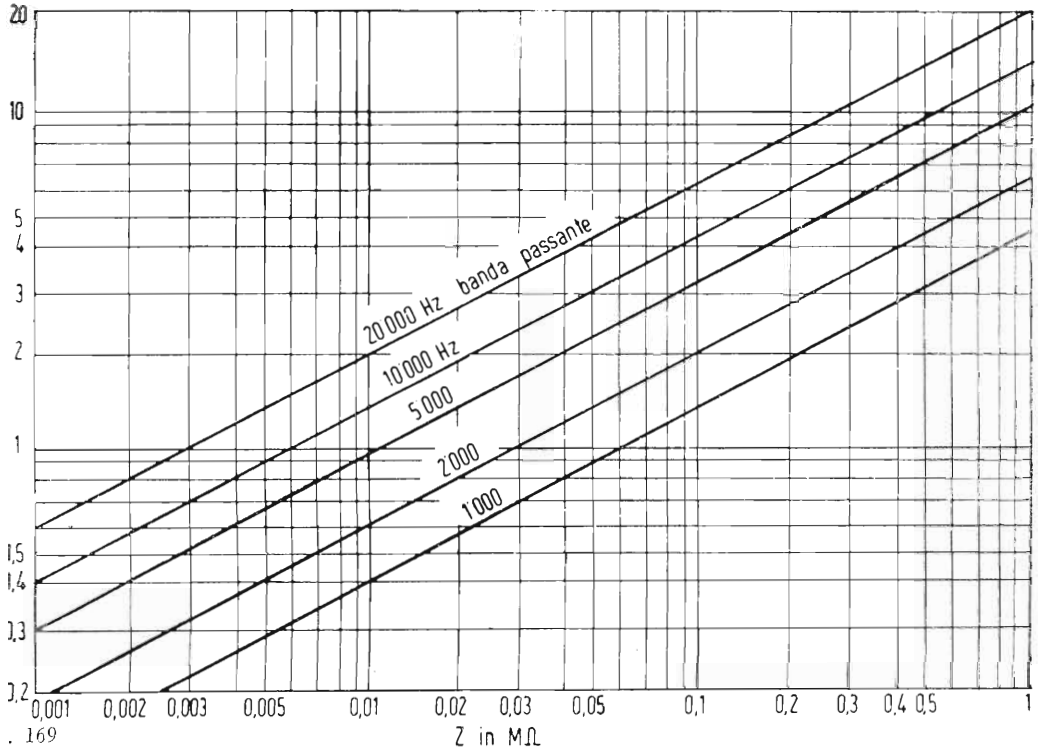
A sua volta, R_r è data dall'espressione:

$$\mathbf{R_r = R_v + \frac{1}{\frac{1}{R_e} + \frac{1}{R_d}}}$$

in cui con R_e si intende la resistenza del circuito esterno a cui è applicato l'ingresso della valvola (generalmente la resistenza dinamica di un circuito oscillatorio), con R_d si intende la impedenza di ingresso della valvola (ossia l'impedenza interna fra griglia e catodo) e con R_v si intende la *resistenza equivalente di fruscio propria della valvola.* Le case costruttrici forniscono generalmente i dati di R_v e di R_d alle varie frequenze.

La tabella di pag. 365 fornisce, ad esempio, tali dati per alcune valvole fra le più comuni.

Al fruscio complessivo del ricevitore contribuiscono tutte le valvole, ma di esse solo la prima è quella il cui fruscio viene maggiormente amplificato (se per esempio l'amplificazione del primo stadio è di 50 volte,



. 169

è chiaro che la prima valvola contribuirà al fruscio 50 volte di più della seconda), di conseguenza *il calcolo del fruscio si applica alla sola prima valvola del ricevitore* e tutt'al più anche alla seconda trascurando quello prodotto dalle altre.

La sensibilità massima utile del ricevitore (in μV per 50 mW d'uscita) *è quella per la quale la potenza del fruscio in uscita non supera il* 10 % *della potenza del segnale* (corrispondente ad un rapporto di 3,16 fra le tensioni).

La fig. 169 permette una rapida valutazione approssimata della tensione di fruscio che compare ai capi del circuito di ingresso per agitazione termica (effetto Johnson) in funzione della impedenza del circuito alla temperatura di 20 gradi centigradi (193 assoluti) la fig. 170 permette di valutare la tensione di fruscio equivalente in ingresso di quella prodotta per fenomeni interni alla valvola (cioè che applicata all'ingresso darebbe la stessa uscita di fruscio), essa si riferisce ad una banda passante di 10 kHz.

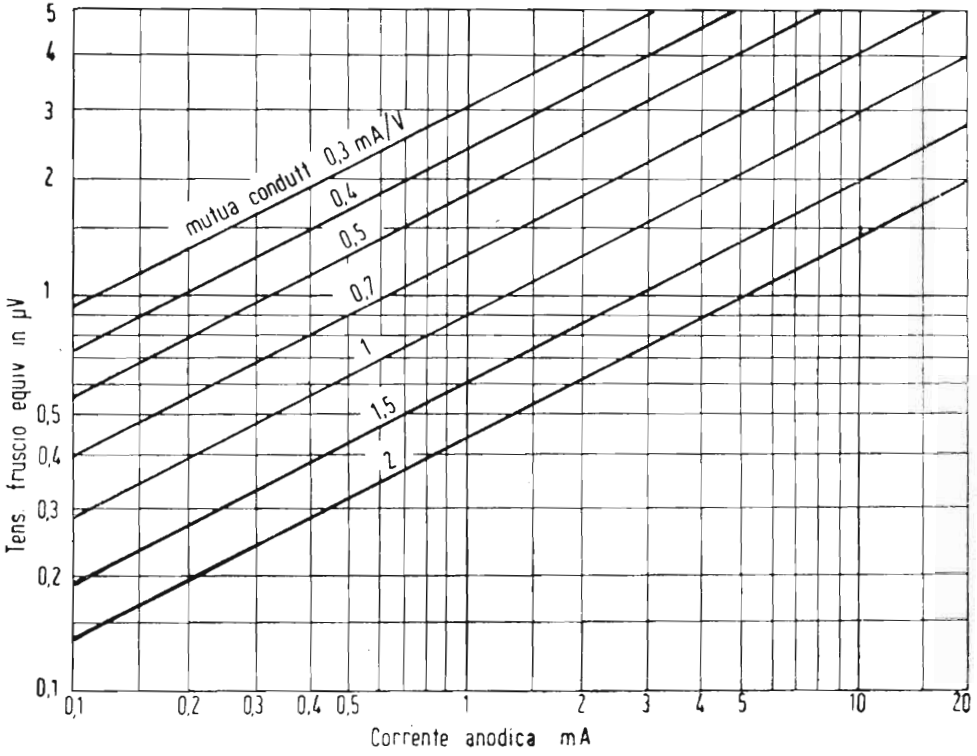


Fig. 170

Se la banda passante è differente da 10 kHz si moltiplichi la centesima parte della tensione di fruscio letta sul diagramma per la radice quadrata della banda passante.

Per le convertitrici si consideri come pendenza quella di conversione.

AMPLIFICAZIONE DI AF DI POTENZA

L'amplificazione di potenza di correnti AF interessa particolarmente nei trasmettitori, essa non differisce in modo sostanziale dall'amplificazione di AF di correnti deboli e sono perciò anche in questo caso valide le formole fornite per quel genere di amplificazione.

Per l'amplificazione di potenza bisogna tenere conto però degli scopi diversi che si prefigge e che impongono problemi che nell'altro caso sono privi di interesse.

Nel trasmettitori, infatti è della massima importanza che si possa ottenere la maggiore potenza possibile di uscita della corrente ad AF con l'impiego di potenze di alimentazione minime.

Per questo motivo, negli stadi di amplificazione ad AF di potenza si dà la preferenza alle classi di amplificazione che consentono un elevato rendimento anodico ossia alle *classi* B *e* C.

Infatti gli stadi realizzati secondo queste due classi possono raggiungere rendimenti anodici rispettivamente del 78,54% e del 90% contro il 50% che è il massimo rendimento raggiungibile con la classe A.

Negli amplificatori ad AF per trasmissione la distorsione ha scarsa importanza, infatti la distorsione di ampiezza si può sempre considerare come la sovrapposizione di frequenze armoniche alla fondamentale ed i circuiti oscillatori sono in grado di operare da soli una forte attenuazione delle armoniche.

Un circuito oscillatorio che offre alla sua frequenza di risonanza una impedenza R_d offre ad una frequenza doppia, ossia alla seconda armonica, una impedenza:

$$Z = \frac{2}{3} \times \frac{R_d}{Q}$$

ed esercita quindi a questa frequenza una notevole azione cortocircuitante.

In uno stadio finale di AF in cui si tiene generalmente $Q = 12$ l'impedenza offerta alla seconda armonica è 18 volte minore che in risonanza.

Per queste ragioni negli amplificatori AF di potenza si mira solo ad ottenere il massimo sfruttamento delle valvole la cui caratteristica anodica è utilizzata per intero.

Per conseguire questo risultato è però necessario rinunciare a mantenere la griglia costantemente negativa (è noto infatti che la griglia può ancora pilotare la corrente anodica fino ad un certo limite anche quando è positiva, ed è perciò che negli stadi amplificatori di AF si trova sempre corrente di griglia.

Negli amplificatori di classe B (che vengono principalmente usati per gli stadi BF modulatori e molto più raramente come amplificatori di AF) l'angolo di circolazione della corrente di griglia è di 180° come per la corrente di placca, quando vengono usate valvole particolarmente adatte per tali stadi; l'angolo di circolazione della corrente di griglia può ridursi a valori minori se le valvole usate richiedono una tensione di polarizzazione negativa per portare a zero la corrente anodica, l'angolo relativo alla corrente anodica è sempre 180°.

La corrente anodica in assenza di segnale è nulla.

Negli amplificatori di classe C (che servono esclusivamente per la amplificazione di potenza di AF) l'angolo di circolazione della corrente di griglia è sempre inferiore a 120° esso non è tenuto a corrispondere a quello della corrente di griglia per gli stessi motivi accennati per la classe B.

In questi stadi ha grande importanza l'uso di un circuito di carico anodico di caratteristiche adeguate, in generale come ordine di grandezza esso deve offrire una *impedenza prossima a metà del valore della resistenza a corrente continua della valvola* (rapporto fra tensione anodica e intensità).

Siccome tali stadi sono generalmente costituiti da 2 valvole in controfase la resistenza equivalente di carico fra le due placche sarà pari alla resistenza a c. c. di una sola valvola.

Il circuito oscillatorio che si trova fra le due placche deve possedere il valore desiderato di impedenza quando si trova « caricato » ossia quando ad esso si trova accoppiato il circuito di utilizzazione (circuito d'aereo o circuito di ingresso di uno stadio successivo) e fra i suoi capi si trovano i circuiti anodici delle due valvole, o della valvola, che lo alimentano.

In queste condizioni, per la maggiore resa, e per il minimo contenuto di armoniche il *fattore di merito Q complessivo del circuito oscillatorio caricato deve essere prossimo al valore di* 12.

STADIO D'AEREO DI UN TRASMETTITORE

Un aereo è sempre rappresentabile come circuito oscillatorio costituito da 3 noti elementi L, C, ed r.

L'induttanza di detto circuito è rappresentato dalla induttanza del conduttore d'aereo, di discesa e di terra nonchè della induttanza del secondario del trasformatore di uscita.

La capacità del circuito è quella esistente fra aereo e terra o fra i due semidipoli se si tratta di dipolo.

Infine la resistenza è costituita dalle perdite lungo i conduttori e dalla « resistenza di irradiazione » (vedi pag. 287).

Quando si accoppia il circuito di aereo al circuito oscillatorio d'uscita si modifica sensibilmente l'impedenza di quest'ultimo e precisamente:

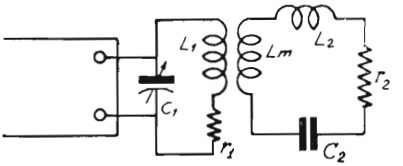


Fig. 171

a) Se il circuito d'aereo è in risonanza esso non modifica che il valore della resistenza serie r del circuito primario facendola aumentare.

b) Se il circuito d'aereo risuona ad una frequenza più alta di quella del circuito oscillatorio di uscita, oltre ad accrescere r (in misura minore di quando le due frequenze corrispondono) esso produce nel circuito primario un effetto analogo alla introduzione di una capacità in parallelo a C.

c) Se il circuito d'aereo risuona a frequenza più bassa di quella del circuito oscillatorio di uscita, oltre che ad influire su r (come nel caso *b*) produce un effetto analogo alla introduzione di una induttanza nel circuito primario.

I tre casi corrispondono rispettivamente a quelli di un aereo dalla giusta lunghezza, di un aereo troppo corto e di un aereo troppo lungo.

Il maggiore trasferimento di energia si ha nel caso *a*). Per esso si rileva che esiste un valore ottimo di accoppiamento superando il quale il trasferimento di energia decresce.

Quando questo è eccessivo, infatti, l'impedenza del circuito primario diviene troppo piccola rispetto a quella interna delle valvole e si nota allora la presenza di due massimi della corrente d'aereo per due frequenze

di risonanza d'aereo, rispettivamente maggiore e minore di quella del primario, in corrispondenza al passaggio dell'impedenza di quest'ultimo per il valore ottimo rispetto alle valvole finali.

Il circuito d'aereo del trasmettitore deve essere sempre accordato alla frequenza che si vuol trasmettere, esso è quindi dotato di organi variabili, più comunemente si fa uso di un variometro in serie la cui conduttanza regolabile si somma ad L.

Ciò che va tenuto maggiormente presente è che tra il circuito primario e quello d'aereo si deve compiere il massimo trasferimento di energia. E' d'altra parte necessario conservare al circuito oscillatorio primario di uscita una certa selettività, nonostante lo smorzamento che vi porta il circuito d'aereo, ciò anche per ottenere una forma d'onda soddisfacente cioè una bassa percentuale d'armoniche.

In pratica ci si regola in modo che *a circuito d'aereo accoppiato* il fattore *di merito* (Q) *del circuito oscillatorio d'uscita scenda a* 10-12 (v. pag. 253). In generale la bobina d'aereo L_m ha induttanza molto minore della primaria L_1; l'accoppiamento si può aumentare sia avvicinando le due bobine sia aumentando le spire di L_m.

DETERMINAZIONE DEI VALORI OTTIMI PER IL CIRCUITO OSCILLATORIO DI USCITA DI UNO STADIO AMPLIFICATORE DI POTENZA AD AF IN CLASSE « C »

I criteri indicati per la definizione del valore appropriato della impedenza del circuito che deve « caricare » le valvole dello stadio amplificatore di potenza in classe C sono criteri di massima. In pratica per i vari tipi di valvola e per i diversi circuiti i valori ricavati possono differire alquanto da quelli ottimi.

E' quindi consigliabile valersi dei grafici di fig. 172 e fig. 173 di pag. 257 e 258.

In tali abaci si trova la definizione di « *capacità in pF per metro di lunghezza d'onda* » ciò si giustifica perchè la capacità del condensatore da impiegare per il circuito oscillatorio per ottenere un determinato valore costante di impedenza è inversamente proporzionale alla frequenza del circuito stesso e quindi direttamente proporzionale alla lunghezza d'onda.

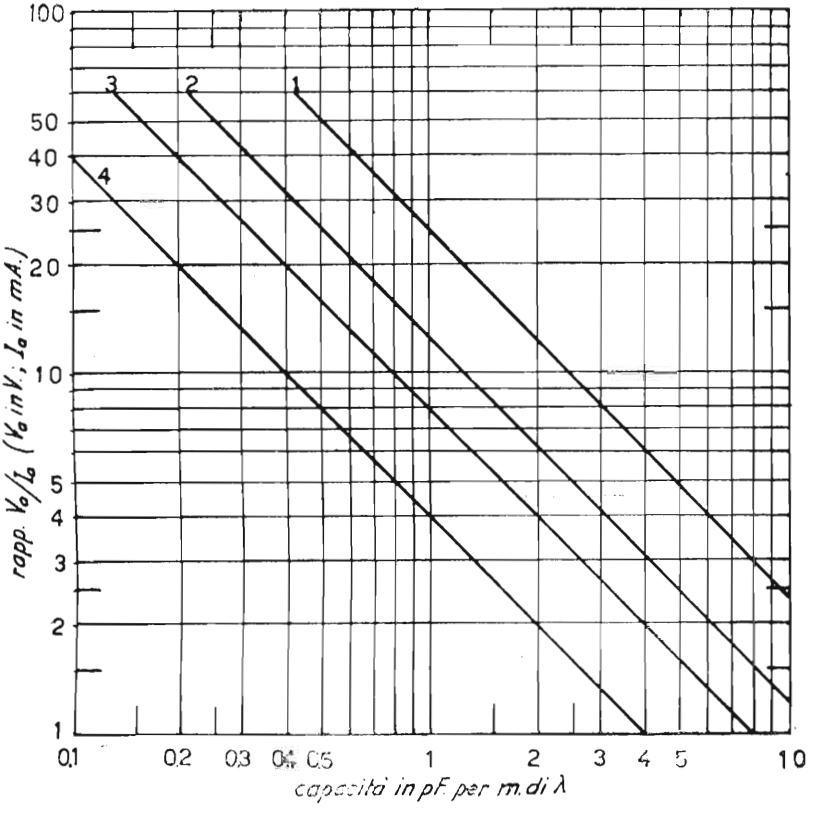


Fig. 172

Le varie curve dell'abaco di fig. 172 si riferiscono ai vari tipi di circuito contraddistinti con gli stessi numeri.

Lungo il lato verticale sono segnati i vari valori del rapporto fra la tensione continua di alimentazione applicata alla valvola *in volt* e la corrente continua che circola nella valvola stessa espressa in *milliampere*.

Tracciando un linea orizzontale che passi per il punto che corrisponde al rapporto V/I prescelto, questa incontrerà la linea obliqua corrispondente al circuito che interessa, in un punto.

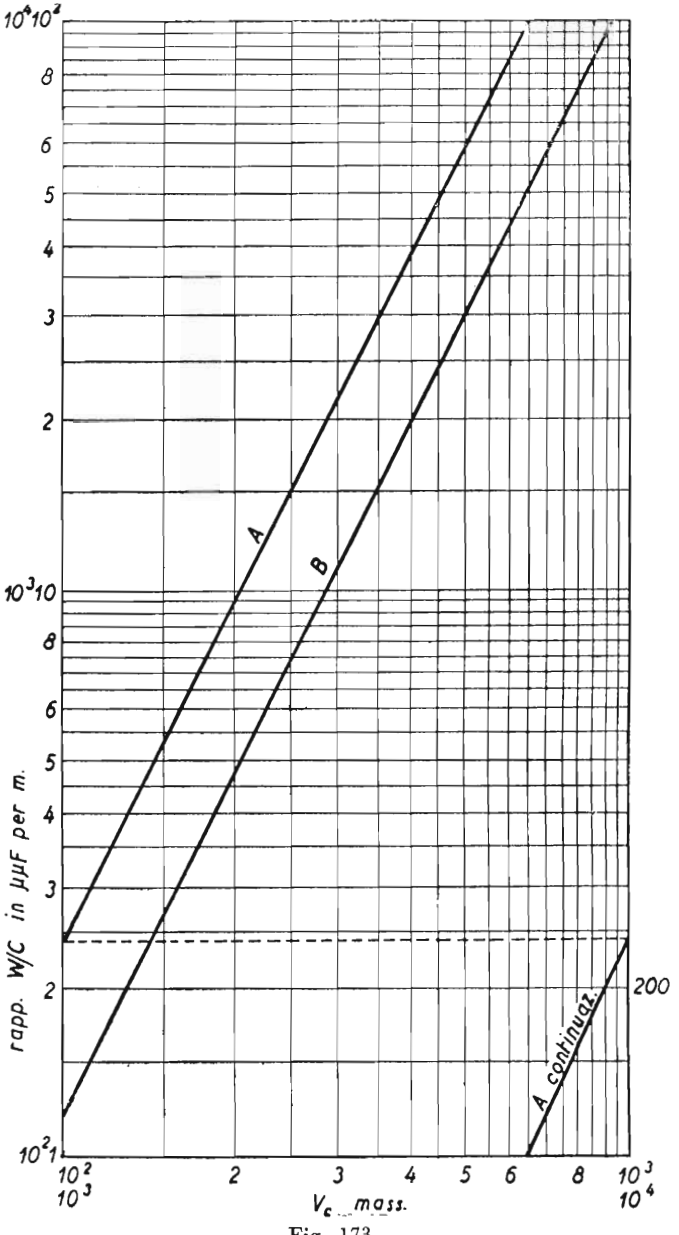

$10^4 10^2$
8
6
5
4
3
2
$10^3 10$
8
6
5
4
3
2
$10^2 1$
A
B
A continuaz.
200
rapp. W/C in μμF per m.
10^2
10^3
2
3
4
5
6
8
10^3
10^4
V_c mass.

Fig. 173

Abbassando da tale punto una perpendicolare alla base si troverà il numero di pF per metro di lunghezza d'onda che conviene assegnare, per sezione, al condensatore del circuito oscillatorio che trovasi inserito nel circuito anodico.

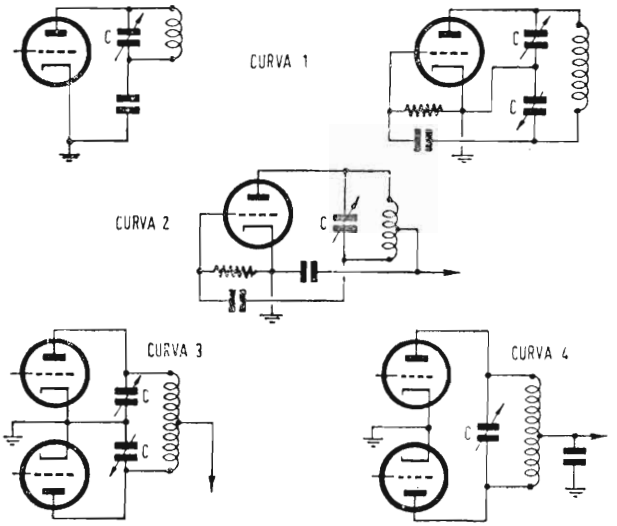


Fig. 174

Va tenuto presente che se il variabile è a due sezioni la capacità complessiva è la metà di quella trovata per ciascuna sezione.

Moltiplicando tale numero per quello dei metri dell'onda massima che deve essere raggiunta dal circuito oscillatorio, si otterrà il valore della capacità massima che deve avere il condensatore variabile.

Trovato cosi il valore di capacità è facile, nota la frequenza, ricavare il valore di induttanza:

$$\left(L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}\right)$$

sarà cosi definito il circuito oscillatorio la cui resistenza dinamica meglio si addice a funzionare in quel dato tipo di circuito e con quella data corrente e tensione anodica:

Esempio: si voglia definire il circuito oscillatorio di un amplificatore di AF con circuito simile a quello illustrato in 1 funzionante a 3,75

MHz (ossia ad 80 m) con corrente anodica di 400 volt e con intensità anodica di 40 mA.

Avremo dunque:

$$\frac{V_a}{I_a} = \frac{400\ \text{V}}{40\ \text{mA}} = 10$$ la linea orizzontale che corrisponde a 10 taglia la linea obliqua 1 in un punto che corissponde sulla base a 2,5 pF per m. d'onda.

Essendo l'onda di 80 m, la capacità del circuito di accordo dovrà allora essere di 80 × 2,5 = 200 pF.

Una capacità di tale valore presenta a 375 MHz (vedi abaco N. 5 pag. 325), una reattanza di 210 Ω. Se il coefficiente di risonanza (ossia il fattore di merito Q) è di 12, come prescritto, la impedenza dinamica del circuito è circa 2.500 Ω.

L'induttanza che corrisponde deve presentare alla frequenza di risonanza una reattanza di 210 Ω, essa risulta essere di 8,6 μH (abaco n. 3 di pag. 321).

DETERMINAZIONE DEL VALORE DI TENSIONE A RF AI CAPI DEL CIRCUITO OSCILLATORIO

Anche per la determinazione della tensione a RF che si forma ai capi del circuito oscillatorio in funzione della potenza a c.c. di alimentazione esiste un procedimento celere che è reso possibile dal grafico di fig. 173.

Le due oblique dell'abaco si riferiscono rispettivamente: la *A* alla tensione di punta a RF esistente ai capi di ciascuno dei due elementi in serie di un condensatore doppio.

La *B* alla tensione di punta a RF esistente ai capi di un condensatore semplice.

Per servirsi dell'abaco si procede nel modo seguente.

Stabilita la capacità per sezione del condensatore in pF per metro di lunghezza d'onda con l'abaco fig. 172 di pag. 257 e nota la potenza di alimentazione W_i (che è data dal prodotto della tensione applicata per l'intensità c.c. circolante), si ricaverà il valore del rapporto fra la seconda e la prima.

Si tenga presente che se si tratta di condensatore doppio con i due elementi in serie, la capacità per ciascun elemento è doppia.

Identificato sull'asse verticale il valore corrispondente al rapporto trovato, si segua l'orizzontale passante per tale punto sino ad incontrare l'obliqua *A* o la *B* (a seconda che si tratta di condensatore doppio o semplice).

La verticale passante per il punto d'incontro taglia la base in corrispondenza del valore di tensione cercato.

Se trattasi di condensatore doppio la tensione trovata è quella esistente ai capi di uno solo dei due elementi, per avere la totale si deve moltiplicare per due.

Il valore di tensione trovato è quello massimo della portante.

La tensione ottenuta è passibile di salire ad un valore doppio di quello trovato quando lo stadio sia modulato di placca.

Tale condizione si raggiunge ovviamente per una percentuale di modulazione del 100%.

Esempio: si voglia determinare la tensione massima a RF esistente ai capi del condensatore di cui all'esempio precedente.

Si avrà $W_i = 40 \times 400 \times 10^{-3} = 16$ watt.

Essendosi trovato un valore ottimo di capacità di 2,5 pF per m si eseguirà il rapporto:

$$\frac{W_i}{\text{Cap. (in pF per m)}} = \frac{16}{2{,}5} = 6{,}4$$

L'orizzontale corrispondente a 6,4 taglia la linea *B* (cond. semplice) in un punto per il quale passa la verticale che taglia la base in corrispondenza di 240 volt.

Tale tensione, per modulazione di placca del 100% sale a 480 volt.

Nel dimensionare il condensatore di accordo del circuito d'uscita dello stadio finale è necessario tenere conto in primo luogo della tensione AF esistente ai capi del circuito oscillatorio.

Tale tensione può salire ancora fortemente se il circuito in oggetto non è « caricato » ossia se non è connesso o accoppiato all'aereo o alla resistenza equivalente di carico.

Si deve infine tener conto che alla componente alternata, di cui abbiamo parlato, va aggiunta anche la componente continua nei casi in cui il condensatore risulti disposto, come si fa spesso con i condensatori doppi, fra i capi del circuito oscillatorio sotto tensione a c.c. e massa (esempio fig. 175).

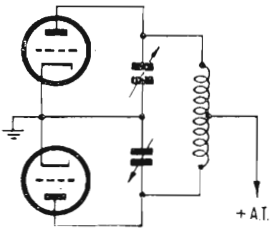


Fig. 175

MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Una oscillazione di frequenza f_1 si dice modulata in ampiezza da una frequenza f_2 quando la sua ampiezza varia f_2 volte al m sec.

Due correnti di diversa frequenza possono sovrapporsi e non modularsi se il circuito da esse percorse in comune ha caratteristiche lineari di resistenza. Perchè una corrente possa modulare l'altra è necessario che il circuito comune offra diversità di caratteristiche a seconda della tensione della intensità o della potenza che ad esso vengono applicate.

L'entità della modulazione di ampiezza è misurata « *dal grado di modulazione* » o « *fattore di modulazione* » e se questo è misurato in % dalla « *percentuale di modulazione* ».

Se e_o è l'ampiezza media di un'oscillazione modulata, e_{max} è l'ampiezza massima che raggiunge durante i picchi di modulazione ed e_{min} è l'ampiezza minima (raggiunta durante i semiperiodi opposti della corrente modulatrice). il fattore di modulazione è misurato da:

$$m = \frac{\text{max} - e_o}{e_o} = \frac{e_o - e_{min}}{e_o} = \frac{e_{max} - e_{min}}{2e_o}$$

(per modulazione simmetrica).

Analoga considerazione può farsi, in luogo che sulle tensioni, sulle intensità, massime, medie e minime dell'oscillazione modulata.

Il fattore di modulazione raggiunge il cento per cento ossia l'unità quando $e_{max} = 2e_o$.

Se la modulazione è simmetrica per cui si verifichino le condizioni sopra citate, l'ampiezza media corrisponde all'ampiezza che avrebbe l'oscillazione se non fosse modulata (portante).

In queste condizioni, se $W_o = e_o\ i_o$ era la potenza della oscillazione non modulata, quando la modulazione è del 100%, si avranno picchi di modulazione il cui valore massimo istantaneo è: $e_{max} = 2e_o$; $i_{max} = 2i_o$, quindi potenza istantanea massima:

$$W_{max} = e_{max} \times i_{max} = 4e_o\ i_o = 4W_o$$

Per modulare una oscillazione di data potenza si richiede una corrente modulatrice di adeguata potenza, che si ritrova poi nella oscillazione modulata risultante.

Se W_o è la potenza della oscillazione non modulata, ed m è il fattore di modulazione, la potenza media della oscillazione modulata è data da:

$$\mathbf{W_m = W_o \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)}$$

Nel caso che m sia uguale a 1 (ossia al 100 %) si ha $W_m = 1{,}5\ W_o$.

In tale caso la potenza addizionale aggiunta a W_o è: $\frac{W_o}{2}$ essa è fornita dal modulatore.

L'aumento di potenza della oscillazione quando viene modulata è rivelata anche dall'amperometro d'aereo, esso infatti, *per il* 100% *di modulazione*, segna il 22,6 in più di quello che indica in presenza della sola onda portante non modulata.

L'abaco di fig. 176 di pag. 264 fornisce i valori della percentuale d'aumento della corrente d'aereo in funzione della percentuale di modulazione essa è data anche dalla formula:

$$I = I_o \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

La modulazione, facendo variare le tensioni di alimentazione, produce facilmente, specialmente se applicata direttamente allo stadio autooscillatore, variazioni molto grandi di frequenza.

Nel caso assai comune di due valvole amplificatrici di AF di potenza in classe C modulate di placca da due valvole in classe B, la *potenza che il modulatore deve fornire per il* 100% *di modulazione deve essere tale da rappresentare*, detratta la parte di essa che si dissipa per calore nelle valvole modulate, *il* 50% *della potenza dell'oscillazione non modulata.*

Infatti, quando la amplificatrice a radiofrequenza è modulata al 100%, essa ha dei minimi di corrente a zero e dei massimi corrispondenti

al doppio del suo valore di riposo. Perchè ciò si verifichi è necessario che la corrente modulatrice abbia valori massimi di tensione ed intensità pari alla predetta corrente di riposo.

Per raggiungere questo risultato basta che la tensione e la corrente modulanti raggiungano rispettivamente i valori efficaci:

$$e_m = \frac{e_o}{\sqrt{2}} \text{ ed } i_m = \frac{i_o}{\sqrt{2}} \text{ (essendo il val. eff. = val. mass. } \sqrt{2})$$

Quindi:

$$W_m = e_m \times i_m = \frac{e_o\, i_o}{(\sqrt{2})^2} = \frac{e_o\, i_o}{2} = \frac{W_o}{2}$$

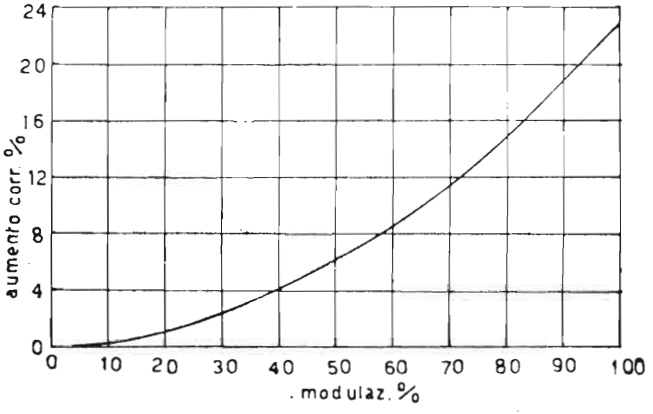


Fig. 176

Tenuto conto che il rendimento pratico dello stadio in classe C è prossimo all'80% mentre quello dello stadio modulatore in classe B è circa del 70% si conclude che per lo stadio modulatore devono essere impiegate valvole aventi caratteristiche di potenza identiche a quello dello stadio amplificatore di AF in classe C.

L'espressione generale della potenza richiesta al modulatore in funzione del fattore di modulazione è:

$$W = \frac{m^2\, W_o}{2\eta}$$

in cui η è il rendimento dello stadio AF e W_o è la potenza della oscillazione non modulata (η può essere valutato complessivamente corrispondente a 0,6).

CRISTALLI DI QUARZO PER IL CONTROLLO DELLA FREQUENZA

Se si sottopone un cristallo di quarzo (di tormalina o di altri cristalli piezoelettrici) all'azione di un campo elettrico, questo subisce delle deformazioni meccaniche temporanee e reciprocamente, se si sottopone il cristallo a deformazioni meccaniche sorgono in esso delle f.e.m. Il fenomeno è detto della *piezoelettricità.*

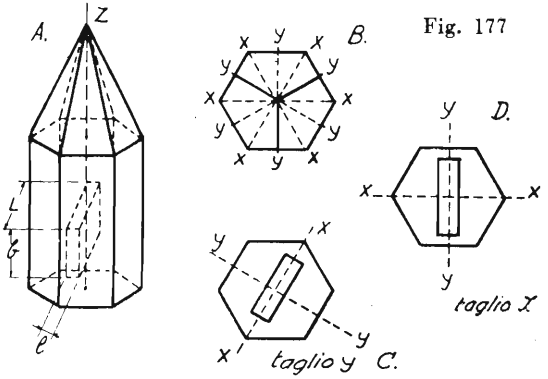


Fig. 177

In un cristallo di quarzo si considerano i seguenti assi cristallografici:

L'asse ottico ZZ

Gli elettrici XX (assi binari)

Gli assi piezoelettrici YY o meccanici (assi ternari).

Il primo percorre il cristallo longitudinalmente gli altri sono indicati dalla fig. 177 B che illustra un cristallo sezionato da un piano normale all'asse ottico.

Le piastrine di quarzo si tagliano generalmente come è indicato in fig. 177 A, esse si dicono *tagliate* a X quando il loro spessore coincide con un asse delle X (fig. 177 D); si dicono *tagliate ad* Y quando il loro spessore è normale ad un asse X (fig. 177 C).

Se si taglia dal cristallo una lastrina con taglio a X dello spessore l e di larghezza L, avviene in essa quanto segue:

a) Se si comprime la lastrina con una pressione sulle due facce principali su queste compaiono due cariche elettriche opposte il cui valore complessivo è:

$$Q = kf \text{ (fenomeno diretto longitudinale)}$$

in cui f è la forza esercitata in dyne; k è la costante piezoelettrica il cui valore è $6{,}90 \times 10^{-8}$ unità CGS.

b) Se la pressione si esercita sulle due facce laterali (in direzione dell'asse Y) sulle due facce principali appaiono due cariche il cui valore complessivo è:

$$Q = kf \frac{L}{l} \qquad \text{(fenomeno diretto trasversale)}$$

c) Se si applica fra le due facce principali una d.d.p: E, il cristallo si deforma elesticamente in direzione dell'asse elettrico $X X$ e la deformazione è data da: $\Delta = k E$

Contemporaneamente ha luogo una deformazione nella direzione dell'asse Y il cui valore è:

$$\Delta_1 = - k \frac{L}{l} E$$

Quando la lastrina elasticamente deformata venga lasciata a sè, può dare luogo ad una serie di vibrazioni elastiche la cui frequenza dipende dalla densità e dalla elasticità del cristallo.

La frequenza di una lamina di cristallo di quarzo è data, in funzione dello spessore, da:

$$f = \frac{287000}{l}$$

Questa frequenza corrisponde anche a quella da dare al campo elettrico per avere le massime vibrazioni dal cristallo con il minimo dispendio di energia.

APPLICAZIONI ELETTRICHE DEL QUARZO

Un cristallo di quarzo è paragonabile ad un circuito oscillatorio « risonante » (ossia in parallelo) avente un *coefficiente di risonanza* (ovvero un fattore di merito Q) *elevatissimo.*

Dipendendo la frequenza di vibrazione esclusivamente dalla sua densità ed elasticità (che sono costanti a temperatura costante) il cristallo

si presta per mantenere costante la frequenza prodotta dai generatori a valvola termoionica.

Sotto tale aspetto, le proprietà della lamina di quarzo appaiono diverse a seconda del taglio.

Taglio ad « X » (v. fig. 177 D). Oscilla solo se contenuto in supporti che lascino una certa libertà alla lamina e richiede l'applicazione di un campo elettrico sufficientemente intenso (dell'ordine di 100 volt).

Taglio a « Y » (ved. fig. 177 C). Si presta a funzionare anche in supporti che lo tengono praticamente immobilizzato, entra in funzionamento anche con potenziali relativamente bassi (ordine di 30 volt).

Per queste sue caratteristiche si presta ad essere montato su apparecchi trasportabili ed è perciò il più diffuso.

Il coefficiente di temperatura è però piuttosto alto ($+ 85 \cdot 10^6$ per grado centigrado). La frequenza non è funzione continua della temperatura.

Taglio a « V ». E' un altro taglio speciale che consente di rendere nullo il coefficiente di temperatura.

Taglio a « AT ». Deriva dal taglio a Y; differisce da questo per il fatto che le faccie principali formano un certo angolo con l'asse ottico ZZ anzichè essere parallele a questo.

Con questo tipo di taglio si ha un coefficiente di temperatura nullo.

Fra frequenza (f), e spessore (l) delle lastrine si hanno le seguenti relazioni:

Per taglio a « X »:
$f \times l = 2860$ ossia 104,9 m d'onda per mm di spessore.

Per taglio a « Y »:
$f \times l = 1956$ ossia 153,36 m d'onda per mm di spessore.

Per taglio a « AT »:
$f \times l = 1681{,}5$ ossia 178,5 m d'onda per mm di spessore.

in cui f è espresso in kHz; l è espresso in mm.

Nella lastra di quarzo si ottengono anche oscillazioni, nel senso dello spessore la cui frequenza è:

$$f = \frac{192}{l} \quad (f \text{ in kHz ed } l \text{ in mm})$$

Oltre alle forme più comuni che si possono dare alla piastrina di quarzo vale a dire alla forma quadrata e rettangolare, si può dare anche forma circolare, anche in questo caso la vibrazione principale dipende dallo spessore.

Si possono ottenere dal quarzo anche oscillazioni di frequenza bassa in tale caso il quarzo viene tagliato a forma di bastoncino avente la dimensione più lunga nel senso dell'asse XX (o YY) che viene eccitato da due coppie di elettrodi affacciati a 90° nel piano XY.

Le vibrazioni che così si ottengono avvengono per flessione.

Così, ad esempio, un quarzo la cui frequenza fondamentale (longitudinale) è di 2'7 kHz presenta vibrazione per flessioni di 800 Hz.

La relazione fra lunghezza l larghezza b e lunghezza d'onda della vibrazione ottenuta per flessione è:

$$\lambda = 518 \frac{l^{1.7}}{b^{0.75}}$$

La vibrazione di cristalli di quarzo è generalmente accompagnata da fenomeni elettrostatici notevoli.

Così, se si immerge un cristallo (generalmente tagliato a bastoncino) in un ambiente di gas rarefatto si ottiene una scarica luminosa la cui intensità è massima in corrispndenza dei punti di massima vibrazione e nulla in corrispondenza del nodi.

Quando la frequenza del campo eccitatore coincide con quella del quarzo la scarica ha la lunghezza massima, essa decresce rapidamente con la dissintonia.

In tale modo la frequenza di risonanza può essere rivelata con la precisione di 1/10.000 della frequenza stessa.

I quarzi luminescenti hanno in genere dimensioni piccolissime e presentano una certa difficoltà ad essere posti in oscillazione.

INSERZIONE DEL QUARZO IN CIRCUITO

Comportandosi il cristallo come un circuito oscillatorio, la prima applicazione a cui ovviamente si presta è quella di partecipare, in circuiti a valvola, alla produzione di oscillazioni persistenti.

Il circuito classico di generatore a valvola pilotata dal cristallo è illustrato in fig. 178. In esso, potendosi considerare il quarzo come circuito oscillatorio, si verificano facilmente le condizioni di innesco delle oscillazioni (v. pag. 221) e ciò a cagione della capacità griglia-placca della valvola.

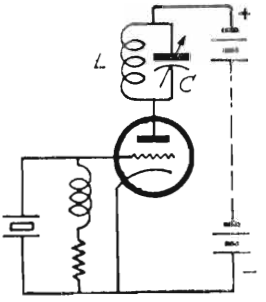


Fig. 178

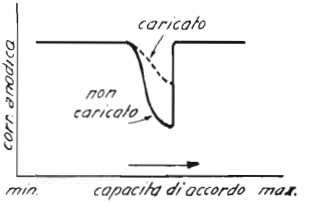


Fig. 179

Perchè le oscillazioni si formino è però necessario (pag. 81) che l'impedenza del circuito anodico sia induttiva rispetto alla frequenza del cristallo.

Occorre dunque che il cristallo si trovi a frequenza più bassa del circuito oscillatorio ossia *che il circuito oscillatorio sia sintonizzato a frequenza un po' maggiore di quella del cristallo.*

Iniziando l'operazione di accordo del circuito oscillatorio con la minima capacità del condensatore variabile e aumentandola progressivamente, si nota ad un certo punto la formazione di oscillazioni che vanno aumentando rapidamente di ampiezza con l'approssimarsi dell'accordo.

Non appena oltrepassato l'accordo il circuito cessa improvvisamente di oscillare.

Questo comportamento è reso evidente dal grafico di fig. 179 che illustra l'andamento della corrente anodica del circuito citato in funzione della capacità di accordo.

La corrente anodica di un circuito con quarzo simile al citato è ricca di armoniche. Specialmente se la lastrina è tagliata a *Y*, è molto intensa la terza armonica.

Se la valvola impiegata per il generatore è un pentodo o un tetrodo, può avvenire che la sola capacità interelettrodica non sia sufficiente a produrre l'innesco delle oscillazioni.

In tale caso si dispone una piccola capacità ausiliaria di qualche pF fra placca e griglia pilota.

I circuiti relativi a generatori pilotati a quarzo sono molteplici, ne diamo in fig. 180 alcuni fra i principali. Il circuito *a* di fig. 180 è noto sotto il nome di *tri-tet*, la sua qualità principale consiste nel fatto che il suo funzionamento è pressochè indipendente dal circuito oscillatorio che si trova in serie sull'anodo e che quindi la frequenza non risente sensibilmente dell'eventuale carico che si inserisce all'uscita.

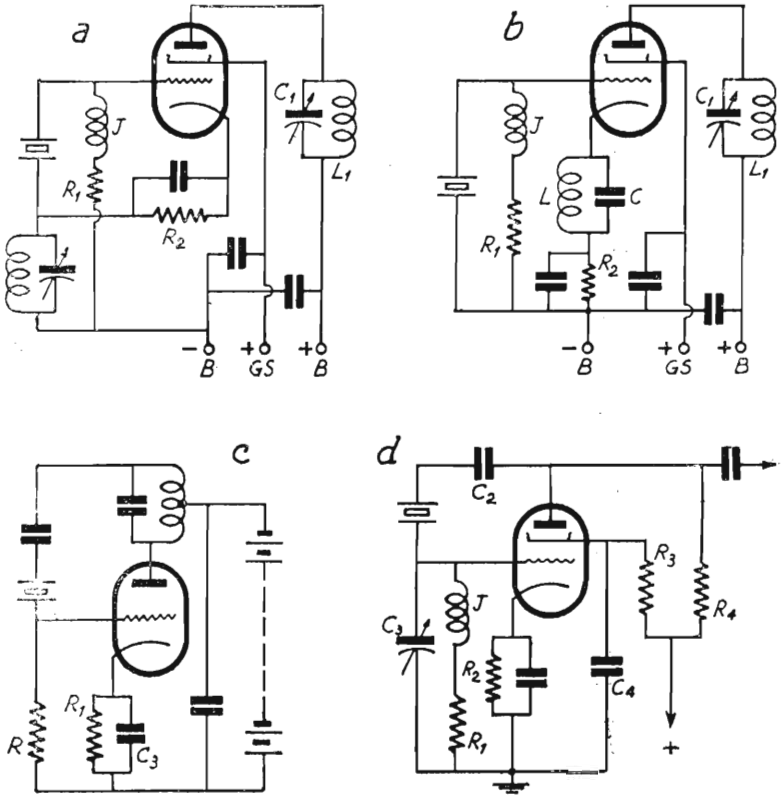


Fig. 180

Il circuito oscillatorio anodico può essere accordato sulla frequenza fondamentale del quarzo o sulla eventuale armonica che si desidera utilizzare.

Il circuito di fig. 180b è caratterizzato dal fatto che parte della tensione ad AF che eccita il quarzo è presa dal circuito di catodo nel quale si trova inserito il circuito LC regolatore di fase.

Nel circuito di fig. 180c la parte supplementare di tensione di eccitazione è prelevata dal circuito oscillatorio anodico che è accordato alla frequenza del quarzo.

Infine il circuito di fig. 180d, il cui unico organo selettivo è il cristallo si presta a funzionare a frequenze molto diverse con la semplice sostituzione del cristallo.

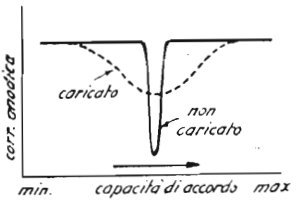


Fig. 181

Alcuni valori di massima per i predetti circuiti sono:

Circuito di fig. 180a: R_1 = 50.000 - 100.000 Ω; R_2 = 400 Ω (per tens. anodica di 400-500 V.). Valvole indicate: 807; 6L6; 6L6G; 6V6; 6V6G. ecc.

Circuito di fig. 180 b con caratteristiche simili al precedente: per la banda di 1,75 MHz si consiglia per *C* il valore di 100 pF e per *L* 90 spire; per 3,5 MHz *L* si compone di 40 spire; per 7 MHz *L* si compone di 20 spire; diametro di *L* = 37 mm circa.

Circuito di fig. 180 c: C_2 = 5000 pF; *R* = 1000 - 10.000 Ω.]

Circuito di fig. 180 d: R_1 = 0,1 MΩ; *C* = 5000 pF; R_2 = 1000Ω; R_3 = 25000 Ω; C_3 = 50pF; C_4 = 0,1 μF; R_4 = 20.000 Ω.

Per tutti i suddetti circuiti con *J* si intende una impedenza per alta frequenza a più sezioni di diverso numero di spire (da 500 a 20) in serie, della induttanza complessiva di circa 20 mH.

La fig. 181 illustra l'andamento della corrente anodica in funzione della capacità del circuito oscillatorio anodico nel circuito di fig. 180 a.

STADIO AUTO OSCILLATORE

La condizione per la generazione di oscillazioni persistenti a mezzo di uno stadio amplificatore è già stata esposta a pag. 221 a proposito della reazione in stadi a circuiti accordati:

La già citata relazione:

$$A_r = A \frac{1 - B}{1 - A B}$$

(in cui A_r è l'amplificazione in presenza di reazione: A è l'amplificazione senza reazione e B è il rapporto fra l'energia riportata in griglia e l'energia presente in placca) è valida anche per i circuiti nei quali il ritorno di energia dalla placca alla griglia viene effettuato attraverso ad un tramite diverso da quello rappresentato dalla capacità interelettrodica.

La reazione, infatti si può ottenere anche accoppiando magneticamente il circuito di placca a quello di griglia o mediante circuiti oscillanti con partitori ecc.

Anche in questo caso, quando nella relazione suindicata si ha $B = 1/A$ ossia il rapporto fra tensione trasferita per reazione (da placca a griglia) e tensione esistente in placca è uguale al reciproco della amplificazione dello stadio, si innescano oscillazioni persistenti la cui frequenza è molto prossima a quella di risonanza del circuito oscillatorio. Infatti, in tale caso $A \cdot B = 1$ ed $A_r = \infty$

Se la trasmissione di energia per tramite della reazione è maggiore del reciproco della amplificazione, allora l'oscillazione generata tenderebbe ad accrescersi all'infinito ma ciò non avviene perchè essa non può in nessun caso superare l'energia che il circuito di alimentazione fornisce la valvola.

Per una valvola a caratteristica anodica rettilinea in assenza di corrente di griglia è valida la relazione:

$$B = \frac{1}{\mu} + \frac{1}{S Z_a}$$

in cui μ è il fattore di amplificazione della valvola, S è la pendenza.

COMPORTAMENTO DI UNO STADIO AUTO OSCILLATORE (OD AMPLIFICATORE) IN CLASSE C.

La condizione predetta non si verifica però mai in pratica perchè gli stadi oscillatori funzionano sempre con corrente di griglia, cosa inevitabile se si vuole sfruttare interamente la potenza della valvola.

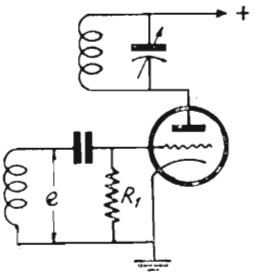


Fig. 182

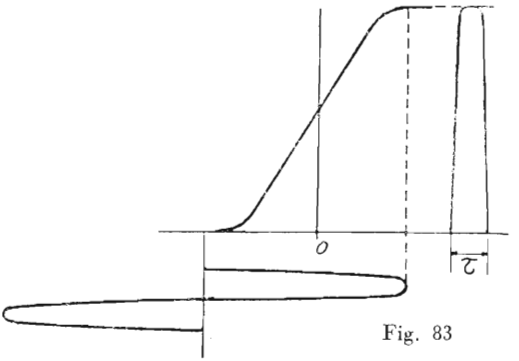


Fig. 83

In generale anzi, gli stadi autoscillatori funzionano in classe « C » e la corrente di griglia viene utilizzata per polarizzare la griglia stessa. L'oscillazione che si forma nel circuito di griglia viene tenuta di ampiezza pari a 3-4 volte la tensione di interdizione della griglia, quindi la griglia essendo sottoposta durante parte del periodo ad un potenziale positivo ammette passaggi di corrente verso catodo comportandosi come un diodo in un circuito di rivelazione (ved. pag. 232) e costituendo cosi ai capi della resistenza di griglia R_1 una d.d.p. continua V_g di valore assai prossimo a quello massimo della f.e.m. alternata E_g applicata fra griglia e catodo.

In queste condizioni, come si è visto per i diodi, nell'interno della valvola, fra griglia e catodo, *scorre corrente solo durante una piccola parte del periodo* ed in misura appena sufficiente per mantenere costante la predetta d.d.p. V_g capi di R_1.

Si può facilmente conoscere con buona approssimazione il valore massimo d'ampiezza della oscillazione applicata fra griglia e catodo; per fare ciò basta infatti misurare la corrente continua i_g che scorre in R_1 e moltiplicata per R_1 si ha infatti:

$$E_{g\ max} \cong V_g = i_g \times R_1$$

Funzionando la valvola in classe « C », si può ritenere che nel circuito anodico scorra corrente solo con angoli di circolazione molto ridotti per cui, essendo la corrente superiormente limitata dalla saturazione della valvola (fig. 183) ci si trova di fronte ad impulsi di forma approssimativamente rettangolare.

Per impulsi di tale forma, trascurando l'effetto dell'impedenza di carico del circuito anodico si può ritenere valida l'espressione:

$$I_{cc} = I_{a\ max} \frac{\Theta}{2\pi}$$

in cui I_{cc} è la corrente anodica che assorbe la valvola durante il funzionamento; $I_{a\ max}$ è la massima corrente anodica a cui la valvola può dare luogo con quella tensione anodica; Θ è l'angolo di circolazione in radianti ($360^o = 2\pi$ radianti) questa relazione suggerisce il metodo per misurare l'angolo di circolazione della corrente anodica. Basta infatti, letta la corrente di griglia i_g durante il funzionamento dello stadio come autoscillatore, applicare una oscillazione (fornita da un altro generatore della stessa frequenza) al circuito di griglia facendo in modo di ottenere la stessa corrente di griglia, indi leggere la corrente anodica I_{cc} che si ottiene senza carico del circuito anodico e la corrente $I_{a\ max}$ che si ottiene in assenza di oscillazione dello stesso circuito.

Si avrà allora:

$$\cong = \frac{2\pi\, I_{cc}}{I_{a\ max}} \text{ in radianti}$$

Quando funzionando lo stadio normalmente, si trova inserito il circuito di carico anodico, in corrispondenza di ogni massimo istantaneo di corrente anodica si ha un massimo di caduta di potenziale nel predetto circuito e quindi un minimo della tensione istantanea esistente fra placca e catodo.

Ciò riduce di molto il valore reale della $I_{a\ max}$. Conoscendo però l'angolo di circolazione Θ calcolato in assenza di impedenza nel circuito anodico è possibile conoscere dopo aver misurata la corrente anodica continua I_{cc} il valore massimo reale della corrente anodica durante l'impulso ($I_{a\ max}$):

$$I_{a\ max} = \frac{2\pi\, I_{cc}}{\Theta}$$

Questo valore è, per la ragione esposta, sempre minore di quello della corrente anodica in assenza di circuito di carico anodico e di tensione di griglia.

Le stesse considerazioni sono estensibili agli amplificatori di classe C.

In conformità a quanto esposto *negli amplificatori di classe « C »* avviene quanto segue:

La presenza di una impedenza nel circuito anodico produce diminuzione della corrente anodica.

Se la impedenza in oggetto è rappresentata da un circuito oscillatorio, quando questo è accordato si ha la minima corrente anodica (perchè l'impedenza diviene massima e le fasi delle oscillazioni di placca e di griglia sono in opposizione).

In questo caso la corrente anodica diviene tanto più piccola quanto più elevato è il coefficiente di risonanza (ossia il Q) del circuito.

Se il circuito oscillatorio viene « caricato » il suo coefficiente di risonanza diminuisce e quindi la corrente anodica aumenta.

Negli stadi oscillatori avvengono gli stessi fenomeni, essi però possono essere modificati dalla polarizzazione di griglia che, come si è detto è funzione della ampiezza della oscillazione.

Cosi, se l'accoppiamento di reazione è basso, la tensione di polarizzazzione di griglia è bassa quindi si ha un aumento di corrente anodica e dell'angolo di circolazione tendendo cosi il funzionamento dello stadio ad allontanarsi dalle condizioni di classe « C ».

Se viceversa l'accoppiamento è troppo stretto si può avere un notevole peggioramento del fattore di merito del circuito oscillatorio, soverchia dissipazione di energia del circuito di griglia ecc.

E' quindi necessario accertarsi del rendimento dello stadio.

La potenza fornita dal circuito di alimentazione anodica va consumata principalmente in due organi del circuito, essi sono rappresentati dalla valvola (spazio placca - catodo) e del circuito di carico anodico della medesima, ciò si esprime come segue:

$$W_o = W_u + W_d$$

in cui W_o è la potenza di alim., W_u è la potenza nel circuito di carico e W_d è la potenza che si dissipa nella valvola o *potenza dissipata della valvola.*

Potendosi considerare lo stadio come un trasformatore di energia al quale viene applicata una potenza W_o e dal quale viene erogata una potenza W_u, il rendimento è evidentemente espresso da:

$$\eta = \frac{W_u}{W_o}$$

LINEE DI TRASMISSIONE

Un conduttore rettilineo presenta una capacità propria C che è proporzionale alla lunghezza ed una induttanza L che è pure proporzionale alla lunghezza (ved. pagg. 56 e 122).

Se si considera la linea costituita da un conduttore rettilineo, come suddivisa da tanti elementi in serie di lunghezza unitaria, si può ritenere ciascun elemento come costituito da una induttanza l in serie e da una capacità c in parallelo.

La linea infatti ha induttanza pari alla somma delle induttanze di ciascun elemento e capacità che è data dalla somma delle capacità di ciascun elemento.

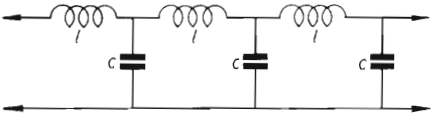


Fig. 184

Tutta la linea si può considerare come un filtro passa basso semplice (come rappresentato in fig. 184). In un filtro di tale genere, supposto privo di resistenza, sappiamo che, (v. pag. 113) esiste un valore di impedenza caratteristico da assegnare al circuito di utilizzazione (carico di uscita) per il quale tutti gli elementi del filtro e quindi l'intero filtro, presentano lo stesso valore di impedenza.

Tale valore di impedenza costituisce *l'impedenza interativa* del filtro ed è dato da:

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

(a pag. 113 era usata la lettera K per tale valore di impedenza).

Nel caso in oggetto trascurando le resistenze, Z_1 è costituita esclusivamente dalle reattanze delle induttanze l e Z_2 è costituita esclusivamente dalle reattanze delle capacità c, *si ha allora*:

$$Z = \sqrt{X_C X_L} = \sqrt{\frac{\omega L}{\omega C}} \quad \text{quindi} \quad \mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mathbf{L}}{\mathbf{C}}}$$

Con L e con C si possono intendere tanto l'induttanza e la capacità riferite all'unità di lunghezza della linea quanto l'induttanza e la capacità di tutta la linea perchè in entrambi i casi il valore del rapporto è identico.

Al valore: $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ viene dato il nome di *impedenza caratteristica della linea.*

Se una linea avesse lunghezza infinita e resistenza nulla, l'impedenza da essa offerta sarebbe pari all'impedenza caratteristica.

In pratica non essendo infinita la lunghezza della linea, il valore dell'impedenza caratteristica corrisponde anche a quello che si deve dare all'impedenza del circuito sul quale si chiude la linea al fine di ottenere all'ingresso della medesima lo stesso valore d'impedenza, che corrisponderebbe anche al valore dell'impedenza della linea se la lunghezza fosse infinita.

Perchè la linea offra la minima attenuazione e *non divenga sede di fenomeni di riflessione* è necessario che la impedenza del circuito sul quale essa si chiude corrisponda al valore della impedenza caratteristica.

Il valore dell'impedenza caratteristica si può ricavare, oltre che col metodo precedente, noti L e C, anche dalle caratteriistiche costitutive della linea.

Si ha infatti:

Per linea a due fili paralleli: $Z = 120 \log_e \frac{d}{r}$ *in ohm*

$$\text{ossia } \mathbf{Z = 276 \log_{10} \frac{d}{r}}$$

Per linea a 2 conduttori concentrici: $Z = 60 \log_e \frac{r_e}{r_i}$ in ohm

$$\text{ossia: } \mathbf{Z = 138 \log_{10} \frac{r_e}{r_i}}$$

in cui d è la distanza fra i fili r è il raggio dei fili; r_e = raggio interno del conduttore cilindrico esterno; $\mathbf{r_1}$ raggio esterno del conduttore interno.

Tali valori di impedenza caratteristica possono essere sensibilmente alterati dalla presenza di dielettrici con coefficiente diverso dall'unità.

In tale caso, noto il coefficiente dielettrico medio del mezzo ε si dovrà moltiplicare il valore dell'impedenza caratteristica calcolata per:

$$\sqrt{\frac{1}{\varepsilon}}$$

Misura dell'impedenza caratteristica. Si effettua misurando l'induttanza L fra i due conduttori della linea ad un estremo di essa ponendo in corto circuito i due conduttori all'estremo opposto; misurando la capacità C esistente fra i due conduttori (togliendo il corto circuito) ed infine calcolando la radice del rapporto $L : C$.

VELOCITA' DI PROPAGAZIONE DI UNA OSCILLAZIONE IN UNA LINEA

La velocità con cui l'elettricità si propaga nei conduttori è prossima a 10^{10} cm al sec., essa è quindi pari ad 1/3 circa della velocità di propagazione delle radio onde nello spazio. Tale velocità varia notevolmente però se il conduttore è percorso da una oscillazione elettrica di alta frequenza. L'espressione generale della velocità dell'oscillazione in un conduttore è:

$$V = \frac{\omega}{\alpha}$$

in cui: $\alpha' = \sqrt{\dfrac{\sqrt{(\omega^2L^2 + R^2)\,(\omega^2C^2 + G^2)} - (GR - \omega^2LC)}{\sqrt{2}}}$

ed $\omega = 2\pi f$.
R è la resistenza della linea e G è la conduttanza dovuta all'imperfezione di isolamento.

In tale caso se R e G sono trascurabili, la velocità di propagazione si approssima al valore:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

in cui C ed L sono i valori di capacità e di induttanza del conduttore per unità di lunghzzza (in unità e.m. CGS).

Per conduttori di diametro trascurabile di fronte alla lunghezza, i valori di L e di C sono tali per cui V si avvicina a 3×10^{10} cm al sec ossia alla velocità della luce nello spazio vuoto. Se il mezzo ambiente ha costante dielettrica maggiore dell'unità il valore di C diviene maggiore e quindi la velocità diviene minore.

La velocità dipende dunque anche dalla costante dielettrica ε del mezzo di cui il conduttore è immerso.

Questo fatto ha portato a ritenere che l'azione elettrica si svolga nel mezzo ed il conduttore serva solo a guidare le correnti di AF che scorrono *alla sua superficie.*

DIAGRAMMA VETTORALE DI UNA LINEA

Abbiamo paragonato una linea ad un filtro passa basso composto da un numero infinito di cellule elementari.

Supponiamo per semplicità che il numero di elementi sia n. Ogni elemento in pratica, oltre a presentare induttanza l e capacità c presenta anche resistenza R e conduttanza di dispersione G (fig. 185). Se l'impedenza di carico Z corrisponde all'impedenza caratteristica ed è di natura ohmica, in essa abbiamo la tensione V e l'intensità I in fase tra loro (fig. 186).

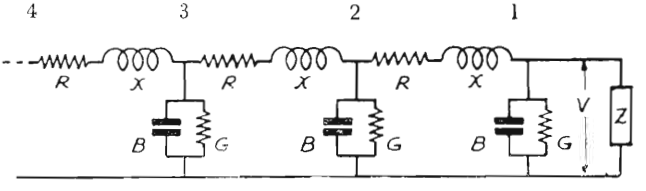


Fig. 185

Se risaliamo la linea dalla utilizzazione verso la sorgente, troviamo che nel tratto 1-2 alla corrente I va aggiunta quella che passa per il ramo B-G.

Questa si compone a sua volta di una componente i_B a 90° in anticipo rispetto a I e di una componente i_g in fase con I per cui nel punto 2 troveremo un nuovo valore di intensità maggiore di I spostato in anticipo di fase. Cosa analoga avverrà passando dal tratto 1-2 al tratto 2-3 e da questo al tratto 3-4 e cosi via.

Così procedendo si verrà ad ottenere un diagramma simile a quello di fig. 186 B che, proseguito, dà luogo ad una spirale piatta di diametro crescente.

Analogamente, per le tensioni, alla tensione V nel punto 2 troveremo aggiunta una tensione V_x (caduta nell'induttanza) in anticipo di fase rispetto a V ad una tensione V_R in fase con V (caduta in R).

Anche per la tensione si avrà una spirale di diametro crescente.

Considerate dalla sorgente verso l'utilizzazione le spirali sono naturalmente decrescenti di diametro e ruotanti nel verso positivo che corrisponde ad un ritardo progressivo di fase.

Ciò significa che la tensione e la corrente vanno diminuendo di valore dalla sorgente verso l'utilizzazione e che si spostano entrambe nel tempo *rimanendo però in fase fra loro.*

Se *l'impedenza di utilizzazione è di natura ohmica ma non corrisponde al valore della Z caratteristica* della linea, allora lo sfasamento di corrente che si riscontra passando dal punto 1 al punto 2 o da questo al punto 3 ecc. non corrisponde più a quello che si riscontra per la tensione negli stessi

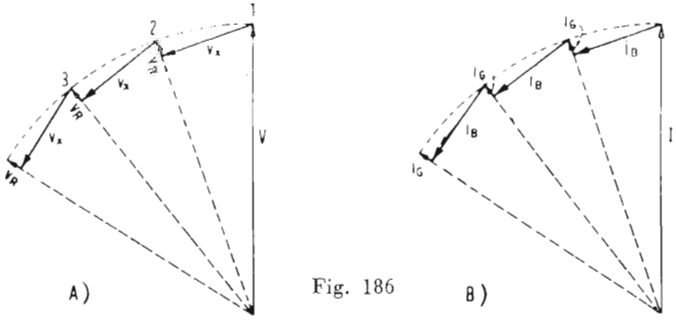


Fig. 186

punti; esso diventa maggiore per la intensità se il valore della resistenza di utilizzazione è maggiore dell'impedenza caratteristica e maggiore per la tensione se la predetta resistenza è minore della impedenza caratteristica.

Ne consegue che in alcuni punti della linea vi è coincidenza di fase fra tensione e corrente, *in altri vi è discordanza.*

Se infine l'impedenza di utilizzazione pur essendo uguale alla impedenza caratteristica non è di natura ohmica, allora tensione e corrente sono sfasate fra loro già nel punto 1 di un certo angolo φ *e* tali si *mantengono in ogni punto del circuito* pur diminuendo dalla sorgente verso l'utilizzazione e ruotando di fase entrambe secondo le spirali considerate.

L'impedenza offerta da una linea (caricata all'uscita con una impedenza Z) in un punto qualsiasi si ricava facilmente dal grafico di fig. 186 (a pag. 280). Se per esempio il punto considerato è quello a cui corrisponde nel grafico il numero 3 l'impedenza offerta dalla linea fra tale punto ed il filo di ritorno è dato dal rapporto:

$$Z_3 = \frac{V_3}{I_3}$$

Da ciò si conclude che se l'impedenza terminale è una resistenza ed è pari alla impedenza caratteristica della linea, l'impedenza offerta da quest'ultima in ogni suo punto è costante. Se Z è induttiva ed uguale alla impedenza caratteristica, la linea presenta in ogni suo punto la stessa impedenza induttiva. Se Z è diversa dalla impedenza caratteristica, l'impedenza offerta è diversa nei vari punti in modulo ed argomento.

In generale se l'impedenza del circuito di ingresso è n volte l'impedenza caratteristica della linea, l'impedenza che dovrà possedere il circuito di utilizzazione, perchè le perdite nella linea siano minime, dovrà essere pari alla ennesima parte di quella della linea e reciprocamente.

Le linee presentano dunque una certa analogia con i trasformatori e questo fatto è sfruttato specialmente per le o.c. per adattare le impedenze di circuiti diversi.

ONDE STAZIONARIE

Se una oscillazione di frequenza f viene applicata ad una linea di lunghezza finita, dopo averla percorsa in un senso (allontanandosi cioè dal punto di applicazione) ed aver raggiunto l'altra estremità della linea, rifà il percorso in senso inverso per « riflessione » indi, raggiunta l'estremità di partenza, ripercorre la linea una seconda volta e cosi via.

Se consideriamo un punto qualsiasi della linea, troviamo che questo dopo essere passato per tutti i valori di tensione e di corrente di un periodo quando è investito per la prima volta dall'oscillazione, torna ad assumere la stessa serie di valori quando giunge l'oscillazione riflessa.

In tale punto, se l'oscillazione applicata è persistente, verranno a sovrapporsi i potenziali dovuti alle immissioni successive di energia oscillante nella linea.

Nel caso particolare che la linea sia lunga un numero dispari esatto di quarti di lunghezza d'onda ($\lambda = v/f$) le onde della oscillazione che ripercorrono la linea per riflessione incontrano le onde immesse in questa successivamente in modo che i lori potenziali si vengono a sovrapporre così che in determinati punti della linea la loro risultante è costantemente nulla ed in altri punti la loro ampiezza varia con legge sinusoidale passando alternativamente da $+ V_{max}$ a $- V_{max}$.

I punti nei quali la somma dei potenziali è costantemente zero sono detti *nodi di tensione*, essi distano fra di loro mezza lunghezza d'onda.

I punti nei quali si formano i massimi potenziali oscillanti sono detti *ventri di tensione*.

Ogni « nodo » si trova a metà percorso fra due ventri e reciprocamente.

Nei « nodi di tensione » si ha un massimo di corrente, essi sono perciò anche detti *ventri di corrente*; analogamente nei ventri di tensione si ha corrente nulla e perciò essi sono detti anche *nodi di corrente*.

Quando in un conduttore si verificano le condizioni suddette di distribuzione di potenziali e correnti, si dice che in esso hanno luogo delle *onde stazionarie*. Una linea può essere alimentata per corrente o per tensione: nel primo caso il generatore a bassa impedenza va inserito in un nodo di tensione, nel secondo il generatore ad alta impedenza va inserito fra due ventri di tensione.

Se una linea è costituita da due conduttori paralleli è possibile unire con un ponte di corto circuito due punti giacenti rispettivamente sui due conduttori, che siano entrambi *nodi di tensione* senza che nella distribuzione delle tensioni e delle correnti si verifichi alcuna alterazione.

In corrispondenza dei nodi di tensione scorre nel ponticello la massima intensità.

Se al contrario il corto circuito viene effettuato in punti diversi dai sud detti, si verificano notevoli alterazioni nella disposizione delle tensioni e delle correnti in quanto nel punto di giunzione si forma un nodo di tensione.

Se il corto circuito viene effettuato fra due ventri di tensione, allora il punto di giunzione diviene nodo di tensione, ma spostandosi così tutta la disposizione dei potenziali e delle correnti nei conduttori, si viene ad avere il generatore di tensione inserito in un nodo di corrente, in queste condizioni l'energia fornita dal generatore alla linea è minima e quindi in essa si riducono fortemente tensioni e correnti.

FILI DI LECHER

Una prima importante applicazione del fenomeno delle onde stazionarie è quella che consente la misura diretta della lunghezza d'onda di una determinata oscillazione.

La disposizione che si usa allo scopo è quella detta dei fili di Lecher. Si tratta di due conduttori paralleli di rame nudo del diametro dell'ordine del millimetro, lunghi in ogni caso più di metà della lunghezza d'onda che si vuole misurare, distanti fra loro da 6 a 10 cm.

I due conduttori predetti che devono essere distanziati da pareti o da simili mezzi assorbenti, sono chiusi ad un estremo con un ponticello di corto circuito al quale viene accoppiato il circuito di uscita del generatore in esame che alimenta così la linea per corrente.

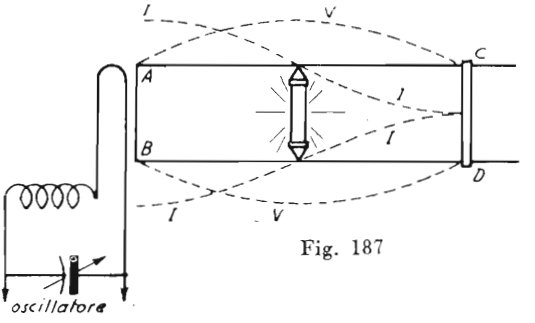


Fig. 187

Un secondo ponticello $C\,D$ viene fatto scorrere lungo i conduttori ed un rivelatore R (lampada al neon o meglio un voltometro a valvola) viene mantenuto sempre a metà percorso fra i due ponticelli.

Quando spostando $C\,D$ ed R si trova una condizione di massima indicazione in R, ciò vuol dire che la distanza fra i due ponticelli è pari a mezza onda e che il rivelatore è in ventre di tensione.

Il sistema dei fili di Lecher non è tale da consentire misure precise tuttavia per onde corte, se i fili sono sufficientemente isolati e lontani da corpi assorbenti cosicchè la linea non presenti notevoli perdite e si possa ritenere la velocità delle oscillazioni nella linea pari alla velocità della luce le misure si possono ritenere soddisfacenti.

CONSIDERAZIONI SULLE LINEE ACCORDATE

Abbiamo detto (pag. 281) che l'impedenza offerta da una linea non chiusa sulla sua impedenza caratteristica varia da punto a punto essendo definita dal rapporto fra tensione ed intensità in duel punto.

Quando la linea è accordata e sede di onde stazionarie i punti di data impedenza sono perfettamente identificabili ed in tali condizioni la linea può comportarsi come un trasformatore.

Se ad esempio l'impedenza del generatore è alta e quella del circuito di utilizzazione è bassa si può applicare il primo in un punto prossimo ad un ventre di tensione e il secondo in prossimità di un nodo dove le impedenze coincidono con quelle rispettive dei due circuiti.

AEREI

Se una linea bifilare è lunga un numero dispari di semilunghezze d'onda ed è alimentata ad un estremo per corrente, ai due capi liberi dell'estreno opposto vi è un ventre di tensione.

Una linea di tale genere, se in luogo di essere costituita da due fili paralleli e vicini è formata da due fili disposti l'uno in prosecuzione dell'altro cosi da costituire una unica linea monofilare di lunghezza doppia alimentata « per corrente » al centro, è in grado di irradiare energia.

Una tale linea prende il nome di *aereo*.

Un aereo può risuonare ad infinite frequenze tutte multiple di una (che è la minima alla quale l'aereo risuona) che è detta *frequenza fondamentale dell'aereo*.

Nell'aereo hanno luogo, come in una linea bifilare, dei ventri e dei nodi di tensione e di corrente.

Il criterio di distribuzione è identico: agli estremi d'aereo si avranno due ventri di tensione ogni qual volta metà della lunghezza d'onda della oscillazione applicata sarà contenuta un numero intero dispari di volte nella lunghezza complessiva dell'aereo.

Generalmente gli aerei vengono realizzati con lunghezze complessive di due quarti d'onda (ossia i due fili sono lunghi ciascuno 1/4 di lunghezza d'onda), tali aerei sono detti *Herziani* o *dipoli*.

Gli aerei si possono realizzare anche con un solo conduttore verticale di 1 4 d'onda sostituendo l'altro conduttore con la presa di terra o con massa equivalente; tali aerei sono detti *Marconiani.*,

Nello studio degli aerei le caratteristiche che si devono tenere presenti sono le seguenti:

Capacità statica C ed *induttanza statica* L, che sono date rispettivamente dal prodotto della capacità per unità di lunghezza per la lunghezza e dal prodotto della induttanza per unità di lunghezza per la lunghezza.

Tali valori si misurerebbero nel caso che le tensioni e le correnti nei vari punti dell'antenna fossero uguali.

Capacità dinamica C_d ed *induttanza dinamica* L, che sono date rispettivamente da:

$$C_d = \frac{Q}{V_{max}} \text{ e da } L_d = \frac{\Phi}{I_{max}}$$

in cui con Q si intende la carica elettrica complessiva nell'istante in cui la tensione è uguale a V_{max} e con Φ si intende il flusso concatenato quando la corrente raggiunge il valore I_{max}.

Capacità ed induttanza efficaci (C_e ed L_e) che sono date rispettivamente da:

$$C_e = \frac{2W}{V^2_{max}} \qquad L_e = \frac{2W'}{I^2_{max}}$$

in cui W rappresenta l'energia elettrostatica e l'energia elettromagnetica immagazzinata nei due casi. Detta energia è data anche dalle espressioni:

$$W = \frac{S\,V^2}{8\pi\,d} \qquad W' = \frac{S\,d\,H^2}{8\pi}$$

in cui H è l'intensità magnetica del campo: S è la sua sezione; d è la lunghezza dell'aereo, V è la tensione in aereo.

La frequenza di risonanza è data da:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e\,C_e}}$$

CARATTERISTICHE DI IRRADIAZIONE

Mentre una linea costituita da due conduttori vicini e paralleli irradia una parte trascurabile di energia (tanto minore quanto più le impedenze di carico sono vicine alla impedenza caratteristica) un aereo irradia una parte considerevole dell'energia che gli viene comunicata sotto, forma di campi elettrici e magnetici.

La potenza che in tale modo si sottrae all'aereo si considera come dissipata nello spazio. Tale dissipazione si può paragonare a quella che con la stessa corrente ha luogo in una resistenza di valore equivalente

Il valore di questa resistenza equivalente detta resistenza di *irradiazione* è diversa a seconda delle caratteristiche degli aerei, dalla loro altezza, dagli ostacoli che li circondano, dalla presenza di conduttori vicini ecc.

A proposito di altezza, giova tenere presente che quella che conta per gli aerei è *l'altezza efficace* che generalmente è molto diversa dalla altezza reale.

L'altezza efficace di un aereo è misurata dalla lunghezza di un dipolo fittizio che percorso uniformemente dalla corrente I_e, letta alla base dell'aereo, irradia la stessa energia.

Questo confronto ha soltanto valore teorico in quanto è noto che in un dipolo la corrente non è uniforme ma distribuita secondo le leggi delle oscillazioni stazionarie.

L'altezza efficace (h_e) di un dipolo reale lontano dal suolo è data da:

$$\mathbf{h}_e = \frac{2\mathbf{H}}{\pi}$$

dove H è la lunghezza del dipolo.

In base a questa relazione si può esprimere l'altezza efficace di un aereo generico come la 1,57 parte della lunghezza che si deve dare ad un dipolo, percorso alla base dalla stessa corrente esistente alla base dell'aereo in esame, per avere la stessa irradiazione.

Il rapporto fra l'altezza efficace di un aereo e la sua altezza geometrica è detto *fattore di forma.*

La resistenza di irradiazione precedentemente definita è strettamente connessa alla altezza efficace dell'aereo (fig. 189) essa ha per i dipoli una espressione ben nota:

$$R_r = 160\,\pi \left(\frac{h_e}{\lambda}\right)^2$$

in cui h_e è l'altezza efficace in m e λ è la lunghezza d'onda in m.

Per dipoli pari a 2/4 di lunghezza d'onda, tenuto conto che la lunghezza reale è metà di λ e che tale lunghezza va divisa per $\pi/2$ per avere la h_e, svolgendo si ottiene $R = 73$ ohm.

La resistenza di irradiazione di un dipolo lungo mezza onda è dunque in ogni caso di 73 ohm circa. Ciò si intende se non vi sono ostacoli in prossimità o altre cause di perdite.

Per aerei verticali di 1/4 d'onda, supposta perfetta la presa di terra la resistenza di irradiazione è la metà di tale valore ossia 36 ohm circa.

Nota la resistenza di irradiazione, la potenza irradiata si può conoscere dalla relazione:

$$W = R_r \cdot i_e^2$$

Potendosi un dipolo considerare come una linea di 1/4 d'onda, (fig. 188) se fra i suoi estremi (*BB*) potesse essere fatto un corto circuito si troverebbe la massima impedenza fra i due capi di alimentazione (*AA*).

Nel caso reale, il dipolo si può considerare con gli estremi chiusi su di una resistenza pari alla resistenza di irradiazione, quindi fra i due capi di alimentazione si troverà una impedenza il cui valore è dell'ordine della resistenza di irradiazione.

Di tale fatto si deve tener conto per la scelta della linea di alimentazione che dovrà a sua volta possedere una impedenza caratteristica dello stesso valore o che dovrà rispondere, in relazione alle caratteristiche del circuito d'uscita, alle condizioni indicate a pag. 255.

Se l'aereo è disaccordato perchè troppo corto o troppo lungo rispetto alla sua lunghezza d'onda fondamentale (per aereo Herziano più o meno di $1/2\lambda$ e per aereo Marconiano o semidipolo più o meno di $1/4\lambda$), esso si comporta non come una resistenza ma come una impedenza costituita da *resistenza e capacità quando l'aereo è troppo corto* e da *resistenza e induttanza quando l'aereo è troppo lungo* ed in esso si ha nel primo caso corrente in anticipo di fase sulla tensione e nel secondo corrente in ritardo di fase sulla tensione.

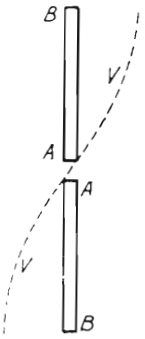


Fig. 188

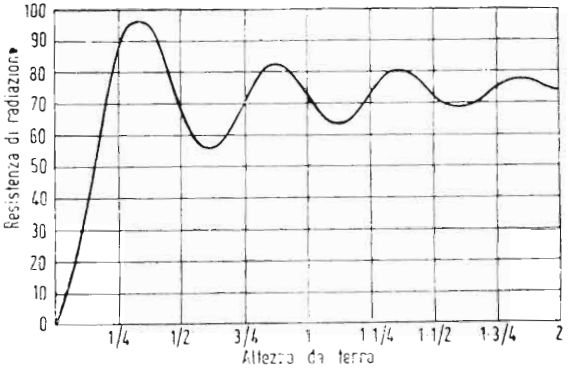


Fig. 189

La corrente che si legge alla base d'aereo in questi casi non è che in parte irradiata e ad essa quindi non corrisponde la potenza emessa.

Quest'ultima è massima quando tensione e corrente sono in fase, quando cioè l'aereo è perfettamente accordato sulla sua frequenza fondamentale.

LINEE PER L'ALIMENTAZIONE DEGLI AEREI (feeders)

Per recare l'energia del trasmettitore all'aereo si usano generalmente linee a due fili o a conduttori concentrici (cavi schermati) quando è possibile, dette linee vengono fatte di lunghezza corrispondente ad un numero pari di quarti d'onda in modo da essere sedi di oscillazioni stazionarie e di possedere alla fine gli stessi valori di tensione e di corrente dell'inizio.

La condizione più favorevole di funzionamento si ha quando la linea è chiusa alle sue estremità su impedenze di valore uguale a quello caratteristico della linea ossia su di un aereo avente una resistenza corrispondente a tale valore ad un estremo e su un circuito di uscita della stessa impedenza all'altro.

Questa condizione spesso non si può ottenere in pratica ed allora è necessario adattare l'impedenza della linea a quella dei circuiti sui quali è inserita, ciò si ottiene con l'aggiunta di induttanze, trasformatori ecc. nel punto di giunzione della linea all'aereo.

I valori ottimi di tali organi variano da caso a caso, essi vengono determinati generalmente in via sperimentale.

INTENSITA' DI CAMPO E RICEZIONE

L'intensità del campo elettrico prodotto da un trasmettitore ossia il *gradiente*, si valuta in volt per metro (o *m V/m* o *μ V/m*).

L'energia che un aereo posto nel campo (supposto sferico) può captare, è inversamente proporzionale al quadrato della distanza che lo separa dal trasmettitore.

Il gradiente di campo diminuisce invece in ragione diretta della distanza ed è proporzionale alla radice quadrata della potenza irradiata dal trasmettitore (ed è pressochè indipendente dall'altezza dell'aereo del trasmettitore).

Su di un piano perfettamente conduttore privo di ostacoli (campo semisferico) è valida per il gradiente di campo la formola:

$$F = 7 \times \frac{\sqrt{W}}{d}$$

in cui: F è il campo in mV/m; W è la potenza in watt; d è la distanza del punto considerato in km.

Tale formola è valida per trasmissioni su mare sino a circa 100 miglia (161 km circa) per distanze maggiori cominciano a farsi sentire le differenze di assorbimento alle varie frequenze ed il valore del campo decresce più rapidamente anche in conseguenza della curvatura terrestre.

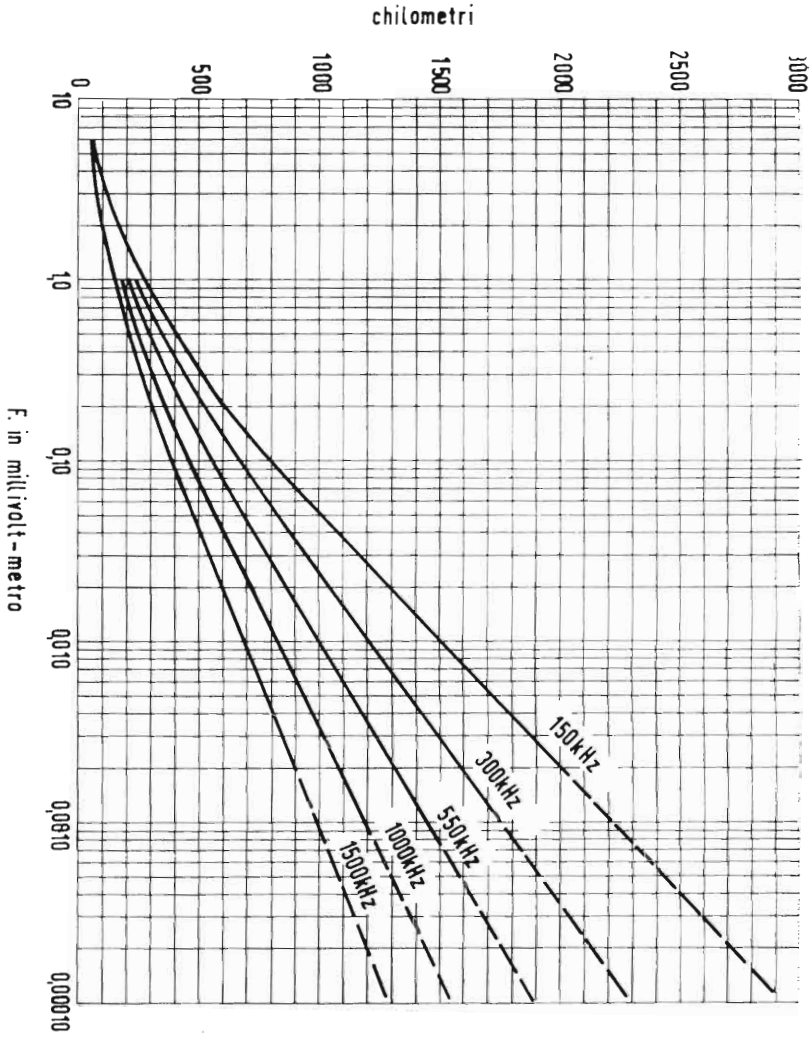
Nella formola si tiene conto del solo campo dell'onda di superficie e non dalle eventuali onde riflesse dalla ionosfera.

Se un aereo di altezza efficace h_e si trova immerso in un campo di valore F, da esso si può ricavare una f.e.m. la cui ampiezza è:

$$E = F \cdot h_e$$

Questa semplice relazione consente di conoscere con approssimazione, nota la potenza del trasmettitore la sua distanza e l'atezza efficace dell'aereo ricevente, la tensione che si forma in questo ultimo.

In detta relazione h_e si esprime in metri ed E si esprime in volt, millivolt o microvolt a seconda che il campo è espresso in volt/metro, millivolt/metro o microvolt/metro.



Propagazione diretta diurna sul mare.

Campo F generato con la potenza di 1 Kw

AEREI A TELAIO

In taluni casi, quali quelli di apparecchi portatili, di radio goniometri, di ricevitori nei quali si vogliano eliminare interferenze ecc., in luogo di aerei aperti quali quelli precedentemente considerati, si fa uso di aerei chiusi, detti telai.

Tali aerei si presentano come avvolgimenti di dimensioni varianti da 10 cm ad 1 metro di diametro costituiti da un numero di spire variabili a seconda della frequenza e delle dimensioni.

La forma dell'avvolgimento può essere circolare o poligonale, per semplicità di calcolo conviene considerarla quadrata.

Se si considera una singola spira del telaio, i due lati verticali si comportano come due aerei di uguale altezza efficace fra i quali esiste però una differenza di fase nelle tensioni captate che è nulla quando entrambi giacciono su un piano normale alla direzione in cui giungono le radio onde e che esiste in tutti gli altri casi, crescendo sino ad un massimo quando i due lati giacciono nel piano di propagazione.

Tale differenza di fase è data da:

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \Theta \text{ (in angoli-giro)}$$

in cui d è la distanza fra i lati verticali in m (ossia la lunghezza dei lati orizzontali) λ è la lunghezza d'onda e Θ è l'angolo formato fra il piano della spira ed il piano di propagazione (fig. 190) tale differenza di fase dà luogo ad una d.d.p. ai capi della spira il cui valore è:

$$e = 2\, F\, l \operatorname{sen} \left(\frac{\pi\, d}{\lambda} \cos \Theta \right)$$

in cui F è il valore del campo (in V/m), l è la lunghezza dei lati verticali in m. Se d è piccolo rispetto a λ, si può ritenere:

$$\operatorname{sen} \left(\frac{\pi\, d}{\lambda} \cos \Theta \right) \cong \frac{\pi\, d}{\lambda} \cos \Theta;$$

quindi la precedente espressione diventa:

$$e = \frac{2 \pi d l}{\lambda} \cos \Theta$$

Il prodotto $d \times l$ (lato orizzontale per verticale) dà l'area A della spira, quindi, tenuto conto che le spire del telaio sono N, si giunge alla espressione che dà la *tensione fornita dal telaio a circuito aperto*:

$$\mathbf{E} = 2 \pi \mathbf{F N} \frac{\mathbf{A}}{\lambda} \cos \Theta$$

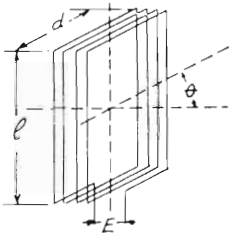


Fig. 190

Cos Θ diviene uguale all'unità quando il piano del telaio coincide con quello di propagazione.

L'area della spira deve essere espressa in m^2; E risulta in volt se F è espresso in volt per metro e in λ è espresso in metri.

L'altezza efficace del telaio è allora data da:

$$\mathbf{h_e} = \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{F}} = \frac{\mathbf{2 \pi N A}}{\lambda} \cos \Theta$$

Se ai capi del telaio si trova però un condensatore di accordo che lo sintonizzi sulla frequenza del campo, entra in gioco il coefficiente di sovratensione del telaio (ossia il fattore di merito: $Q = \frac{\omega L}{R}$) per cui la tensione aumenta ad un valore:

$$\mathbf{E_o} = \mathbf{E} \cdot \mathbf{Q}$$

(non si tiene qui conto della reazione sul campo che può modificare i risultati).

Per questa ragione si costruiscono i telai con fili a capi divisi (Litz) e si osservano per essi tutte le norme che si seguono per mantenere elevato il fattore di merito delle bobine.

L'altezza efficace dei telai risulta in genere molto piccola di fronte a quella di aerei aperti (p. es. per $\lambda = 100$ m h_e è l'ordine del cm).

Grande importanza ha per i telai la vicinanza di conduttori, questi possono alterare completamente le caratteristiche direttive e di captazione.

AEREI FITTIZI

Aereo fittizio per ricevitore.

Per misurare la sensibilità di un ricevitore si deve ovviamente collegarne l'ingresso con l'uscita di un generatore di segnali.

L'impedenza d'uscita di un tale generatore è, in genere molto piccola cosicchè il primario del trasformatore d'aereo viene a trovarsi pressochè in corto-circuito, alterando cosi fortemente il valore di induttanza del secondario ed il suo fattore di merito, ciò porta ad un funzionamento dello stadio d'aereo molto diverso da quello che si avrebbe usando un aereo reale di medie dimensioni che, come è noto, ha induttanza, capacità e resistenza non trascurabili.

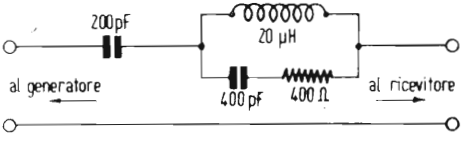


Fig. 191

Per le dette ragioni, fra il generatore ed il ricevitore, si inserisce un circuito composto di capacità, induttanza e resistenza simile a quello indicato in fig. 191, esso fa si che il ricevitore si comporti come se fosse collegato ad un aereo reale di caratteristiche medie.

Il circuito in oggetto prende il nome di « aereo fittizio » o « artificiale » (dummy-antenna) e serve tanto per le onde medie che per le lunghe o corte con i valori indicati nella citata figura.

Aereo fittizio per trasmettitore.

Il circuito d'aereo del trasmettitore viene sempre accordato sulla frequenza di trasmissione, in tali condizioni esso si comporta rispetto al circuito di uscita del trasmettitore come una resistenza pura.

Per questo motivo, l'aereo fittizio di un trasmettitore è costituito da una resistenza ohmica pura in cui si controlla, con strumenti termici (od ottici) adatti, la potenza dissipata in calore.

Essendo la resistenza di irradiazione di un dipolo accordato di 73 ohm (vedi pag. 287), considerata la resistenza dei conduttori, si usa normalmente *quale aereo fittizio una resistenza di* 80 *ohm* che sia ovviamente in grado di dissipare tutta la potenza che il trasmettitore può fornire all'uscita.

RESISTENZA AD ALTA FREQUENZA
«EFFETTO PELLE»

E' noto che un conduttore percorso da corrente elettrica produce un campo magnetico le cui linee di forza sono a forma anulare e giacciono sugli infiniti piani perpendicolari alla direzione della corrente.

L'intensità di detto campo magnetico è ovviamente massima nella immediata prossimità del conduttore, essa però cresce ulteriormente procedendo dalla superficie verso l'interno del conduttore medesimo.

Se la corrente che scorre è continua, il campo è pure continuo e quindi non provoca f.e.m. d'induzione nel conduttore.

Se la corrente è invece alternata, nel conduttore sorge una f.e.m. d'induzione (diretta in senso inverso alla f.e.m. principale) la quale è massima laddove il campo magnetico è più intenso.

Detta f.e.m. d'induzione è, per unità di lunghezza del conduttore, proporzionale al flusso ed alla rapidità con cui esso varia.

Per frequenze basse questo fatto non dà luogo ad inconvenienti, per frequenze elevate invece la f.e.m. indotta tende ad ostacolare il passaggio di corrente nelle zone più interne del conduttore (dove il flusso è massimo) per cui la corrente principale si riduce a scorrere negli strati prossimi alla superficie.

Tale fenomeno è noto sotto il nome di « *Effetto Thomson* » o « *Effetto della pelle* ».

Se si considera il conduttore come costituito dall'insieme di tanti strati concentrici di uguale spessore, si rileva che la parte predominante della corrente di alta frequenza scorre negli stadi superficiali e la densità di corrente si riduce fortemente per gli stadi più interni.

Nota la frequenza e la resistività del conduttore si può conoscere a quale profondità x la densità si riduce ad 1 n mediante le formule:

$$x = 2{,}3\ (\log_{10} n) \sqrt{\frac{2}{m}} \quad \text{ed} \quad m = \frac{4\,\pi\,\omega\,\mu}{\rho}$$

in cui n è il rapporto fra la densità alla superficie e la densità alla profondità che si vuole conoscere; $\omega = 2\pi f$; μ è la permeabilità (per il rame $= 1$): x è la profondità in cm; ρ è la resistività espressa in unità elettromagnetiche per cm^2 e cm di lunghezza (1 ohm $= 10^{-9}$ u.e.m.). Per il rame $\rho = 1600$.

Per conduttori di rame si può usare la formola semplificata:

$$\mathbf{x = 14{,}5\ \frac{\log_{10} n}{\sqrt{f}}}$$

Si calcola che con una frequenza di 1 MHz la densità si riduce ad 1/100 ($n = 100$) alla profondità di 0,029 cm.

Se il conduttore è rappresentato dall'acqua del mare, si trova che con lunghezza d'onda di 1000 m la densità si riduce ad 1/100 a 422,7 mm; con $\lambda = 10.000$ m la densità è 1/100 a 13,58 m con $\lambda = 20.000$ m la densità si riduce ad 1/100 a 19 m di profondità.

Con le stesse lunghezze d'onda le profondità corrispondenti riferite alla superficie della terra sono rispettivamente di 84,5 m; 271 m e 390 m.

Se il conduttore è cilindrico e di rame si può conoscere direttamente il rapporto fra la resistenza R offerta dal conduttore stesso alla corrente alternata ad AF e la resistenza che essa offre alla corrente continua mediante la formola di Lord Rayleighs

$$\mathbf{\frac{R}{R_o} = \frac{\pi d}{80}\sqrt{f}}$$

in cui d è il diametro del conduttore in cm f è la frequenza in Hz.

La distribuzione della corrente nel conduttore varia sensibilmente se questo non è rettilineo e particolarmente se questo è avvolto a spirale.

In questo caso la corrente si addensa nella parte di sezione del conduttore corrispondente alla zona interna della bobina e le formole precedenti non sono più valide.

Se n è il numero di spire per cm d è il diametro del conduttore in cm: il rapporto fra la resistenza R a *c.a.* e la resistenza R_0 a *c.c.* è data da:

$$\frac{R}{R_0} = 1 + 4{,}8\ n^2\ d^3 \sqrt{f}$$

per il rame in cui $\rho = 1600$, la formola si semplifica in:

$$\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{R_0}} = \mathbf{1 + 0{,}12\ n^2\ d^3 \sqrt{f}}$$

L'aumento di resistenza per « effetto pelle » è molto sensibile specialmente per conduttori di grosso diametro alle frequenze alte: così, ad esempio, un conduttore di 2 mm. di diametro a 1 MHz aumenta la propria resistenza di ben 16 volte.

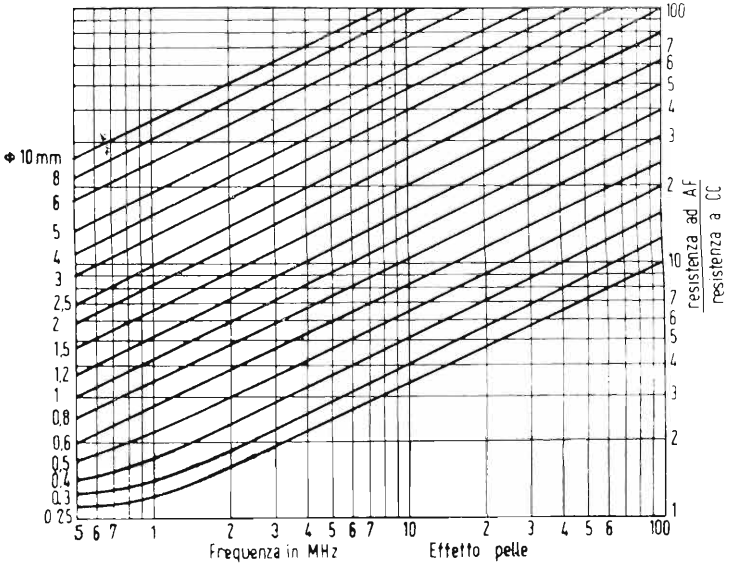


Fig. 192

E' chiaro il significato di *resistenza ad AF* (in serie) a cui è fatto cenno nella trattazione dei circuiti oscillatori e la notevole differenza che vi è fra essa e la resistenza a corrente continua.

Essendo l'aumento di resistenza proporzionale al cubo del diametro è evidente l'utilità di impiegare conduttori costituiti da un gran numero di fili di rame isolati fra loro aventi diametro piccolissimo (fili di Litz) per la costituzione di bobine e trasformatori AF (vedi a pag. 129).

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE

Un trasformatore il cui primario sia percorso esclusivamente da corrente alternata, quando ha il secondario aperto, ossia non connesso al circuito di utilizzazione, si può considerare come una reattanza.

In queste condizioni la corrente a vuoto nel primario è sfasata in ritardo sulla tensione di 90° ed è data dal rapporto fra tensione esistente ai capi del primario e la reattanza offerta da questo:

$$I_o = \frac{E}{2\,\pi\,f\,L}$$

In realtà a questa corrente ne va sommata vettorialmente una seconda, in fase con la tensione, dovuta alle perdite del nucleo per isteresi, essa si può ricavare con la formola $I = \frac{W}{E}$ in cui W è la potenza dissipata dal nucleo desumibile dell'abaco N. 16 di pag. 355 dopo che sia stato stabilito il valore del flusso di induzione B a cui si fa lavorare il nucleo.

Detta corrente I_o dà luogo ad un flusso magnetico nel nucleo, in fase con essa il cui valore è

$$\Phi = \frac{\mathbf{0{,}4\,\pi\,N\,I}}{\mathbf{R_i}} \quad \text{in maxwell}$$

n cui N è il numero di spire del primario, I è l'intensità efficace in ampere ed R_i è la riluttanza del nucleo.

Il valore dell'induzione B si può conoscere dalla relazione:

$$B = \frac{0{,}4\,\pi\,\mu\,N\,I}{l} \quad \text{in gauss}$$

in cui μ è la permeabilità ed l è la lunghezza equivalente del nucleo in cm.

Questo flusso induce sul secondario, con ritardo di 90°, una tensione E_1 il cui valore è:

$$E_S = 4{,}44\, N\, f\, S\, B \cdot 10^{-8}$$

dove f è la frequenza in Hz (cicli al sec.); S è la sezione del nucleo in cm^2.

Il flusso summenzionato, oltre a indurre una f.e.m. sul secondario ne induce altresì una sul primario che si può conoscere con la stessa formola mettendo al posto di N le spire primarie.

Questa f.e.m. (che non è altro che la f.e.m. di autoinduzione) è sfasata di 180° rispetto a quella applicata al primario ossia è in opposizione con essa.

La corrente che scorre nel primario è data pertanto dal rapporto fra la differenza delle due f.e.m. (quella applicata e quella di autoinduzione) e la resistenza dell'avvolgimento.

EFFETTO DEL CARICO

Se ai capi del secondario si collega una resistenza (R) nel secondario stesso corre una corrente il cui valore efficace è:

$$I_s = \frac{E_s}{R}$$

Detta corrente è ovviamente in fase con la tensione secondaria e quindi in ritardo di 180° sulla primaria e 90° sul flusso; essa, percorrendo l'avvolgimento secondario induce a sua volta nel nucleo un flusso che, essendo in ritardo rispetto ad essa di 90° si trova a 180° rispetto al flusso principale ossia in opposizione a questo.

Questo secondo flusso, proporzionale ad I_s, si sottrae al flusso principale e perciò si riduce la f.e.m. di autoinduzione che si opponeva al passaggio di corrente in fase con la tensione nel primario.

Nasce così una corrente primaria in fase con la tensione che è proporzionale alla corrente secondaria.

L'aumento di corrente nel primario provoca un'aumento del principale flusso (spostandone la fase in anticipo) il che compensa la riduzione che questo subisce per effetto della corrente secondaria.

Il flusso rimane così praticamente costante ed indipendente dal carico.

Quanto più è basso il valore di resistenza del carico tanto più cresce la corrente nel secondario e con essa la corrente che scorre nel primario in fase con la tensione, fino a che questa predomina nettamente sulla corrente che scorre fuori fase ossia a 90° in ritardo sulla tensione.

Se la resistenza di carico si riduce a zero, allora l'unico carico del secondario si riduce alla resistenza propria dell'avvolgimento.

In queste condizioni scorrono correnti molto intense ed inadeguate alla sezione dei fili, tutta la potenza assorbita dal primario si dissipa in calore entro il trasformatore surriscaldandolo e compromettendone l'isolamento.

Se il carico secondario è rappresentato da una impedenza in luogo che da una resistenza, in esso scorre corrente fuori fase rispetto alla tensione, ciò produce una alterazione della fase del flusso e quindi uno spostamento della fase della f.e.m. indotta sul primario nel quale scorre allora corrente fuori fase rispetto alla tensione.

Lo sfasamento della corrente primaria è, per valori normali del carico, approssimativamente uguale a quello della corrente secondaria.

Le f.e.m. che si inducono nei due avvolgimenti (primario e secondario sono date rispettivamente da:

$$E_p = 4{,}44\ N_1\ f\ \Phi \cdot 10^{-8} \qquad E_s = 4{,}44\ N_2\ f\ \Phi \cdot 10^{-8}$$

in cui N_1 e N_2 sono le spire rispettivamente del primario e del secondario, Φ è il flusso complessivo del nucleo.

Dividendo fra loro le due espressioni si ha:

$$\frac{\mathbf{E}_p}{\mathbf{E}_s} = \frac{\mathbf{N}_1}{\mathbf{N}_2} \text{ o anche } \frac{\mathbf{E}_s}{\mathbf{E}_p} = \frac{\mathbf{N}_2}{\mathbf{N}_1} \text{ il che dice che:}$$

la f.e.m. primaria sta alla secondaria nello stesso rapporto che le spire primarie stanno alle secondarie.

Siccome le potenze primaria e secondaria sono pressochè uguali si conclude anche che la intensità primaria sta nella secondaria in rapporto inverso alle rispettive f.e.m. e quindi al rispettivo numero di spire ossia:

$$\mathbf{I}_p : \mathbf{I}_s = \mathbf{N}_2 : \mathbf{N}_1$$

Queste relazioni sono però approssimate perchè, a carico inserito, si formano cadute di tensione negli avvolgimenti a causa della oro resistenza, perchè l'energia che si perde in calore nel nucleo non si trasferisce sul secondario e perchè infine parte del flusso fugge dal nucleo e non abbraccia il secondario.

PROGETTAZIONE DEI TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE

I trasformatori che interessano le applicazioni, radiotecniche non superano generalmente i 500 watt di potenza trasformata.

I dati principali da stabilire nel progetto di un trasformatore sono:

a) La potenza massima da trasformare;

b) Tensioni e correnti massime primarie e secondarie;

c) Sezione del nucleo e flusso;

d) Numero di spire e diametro dei conduttori;

Uno stesso trasformatore può essere progettato in modi diversi e costruito con dati diversi pur rispondendo sempre regolarmente alle esigenze.

Si può ad esempio ridurre entro ampi limiti il nucleo ed aumentare corrispondentemente il numero di spire o viceversa.

Il flusso del nucleo Φ ed il numero di spire n per ogni volt di f.e.m. indotta sono infatti legati dalla relazione:

$$\Phi = \frac{10^8}{4{,}44\, n f}$$

da cui:

$$\Phi\, n = \frac{10^8}{4{,}44\, f}$$

L'espressione $\frac{10^8}{4{,}44\, f}$ è costante in quanto dipende solo dalla frequenza, si conclude dunque che il *prodotto del flusso per il numero di spire per volt è costante* ed approssimativamente uguale in ogni trasformatore.

Nota dunque la frequenza basterà eseguire la divisione:

$$\frac{\mathbf{10^8}}{\mathbf{4{,}44\ f}}$$

per conoscere il valore del prodotto $\Phi\, n$; esso risulta essere uguale a **54 × × 10⁴ per frequenza di 42 Hz** ed a **46 × 10⁴ per 50 Hz.**

Noto dunque il prodotto $\Phi\, n$ è necessario definire i valori da assegnare a Φ ed a n in relazione alla potenza del trasformatore.

La sezione del nucleo è inversamente proporzionale al numero delle spire e da queste dipendono il peso e l'ingombro dell'avvolgimento.

Si tratta dunque di scegliere il migliore compromesso fra sezione del ferro e peso e volume del rame.

Per lamelle a grande finestra, come si usava spesso in passato, la sezione netta del nucleo in cm^2 si calcolava estraendo la radice quadrata della potenza primaria W_p in watt.

Criteri di economia del rame suggeriscono però di attenersi per il calcolo della sezione all'espressione seguente:

$$S = 2 \sqrt{E_s I_s}$$

in cui S è la sezione lorda espressa in cm^2; E ed I sono rispettivamente la tensione e l'intensità secondarie.

La sezione netta del nucleo si ha togliendo da quella lorda l'ingombro relativo alla carta o vernice che isola le lamelle. Tale ingombro è valutato del 15% se le lamelle sono da 0,35 mm e del 10% se queste sono di 0,5 mm: si ha cioè:

$S_n = \dfrac{S}{1{,}15}$ per lamelle da 0,35 mm e: $S_n = \dfrac{S}{1{,}1}$ per lamelle da 0,5 mm.

Una volta stabilita la sezione netta del nucleo, quando si sia definita anche la densità di flusso B (o induzione) con la quale si vuole far lavorare il nucleo, si potrà conoscere subito il valore del flusso complessivo.

$$\Phi = B\, S_n$$

Essendosi già in precedenza calcolato il valore del prodotto $\Phi\, N$ (con la formola $10^8/4{,}44\, f$) sarà ora facilissimo ricavare *il numero di spire N* che è necessario avvolgere sul primario per ogni volt di tensione, esso risulta ovviamente definito da:

$$n = \frac{\Phi\, N}{\Phi} \quad \text{ossia} \quad \mathbf{n} = \frac{\mathbf{10^8}}{\mathbf{4{,}44\, f\, \Phi}}$$

Il valore di induzione (B) si tiene di solito, per tipi comuni di lamierino intorno a 10.000 gauss. Essendosi già definito il valore di $\Phi\, N$ in 54×10^4

e in 46×10^4 rispettivamente per frequenze di 42 e di 50 Hz, si avrà per tali frequenze:

per 42 Hz $\quad N = \dfrac{54 \times 10^4}{\Phi}$ ossia $\mathbf{n} = \dfrac{\mathbf{54}}{\mathbf{S_n}}$

per 50 Hz $\quad N = \dfrac{46 \times 10^4}{\Phi}$ ossia $\mathbf{n} = \dfrac{\mathbf{46}}{\mathbf{S_n}}$

Il numero delle spire che si devono avvolgere complessivamente *per il primario* è dato dal prodotto del numero di spire per volt (n) per quello dei volt della tensione primaria:

$$\mathbf{N_p = n\,E_p}$$

Per il calcolo delle spire secondarie, ci si potrebbe valere della stessa espressione se non intervenissero le perdite di trasformazione (ripartite nel ferro e nel rame), per questa ragione, per il calcolo delle spire secondarie ci si vale dell'espressione:

$$N_s = E_s \cdot n \frac{100}{\eta}$$

in cui η è il rendimento del trasformatore espresso in % il cui valore corrisponde al 90% per trasformatori da 20 a 50 W, al 93% da 50 a 120 W al 95% da 120 a 300 W e al 97% da 300 a 500 W.

Per i comuni trasformatori di alimentazione per radio si può adottare come base il *numero di spire per volt secondario* che, in media può considerarsi definito da:

$$n_2 = 1{,}05\, n$$

Per trasformatori molto piccoli (sotto i 20 W) si può tenere $n_2 = 1{,}15\, n$

Diametro dei conduttori.

Il miglior rendimento del trasformatore lo si ottiene quando il rame del primario uguaglia in peso quello dei secondari messi insieme, ciò è intuitivo se si pensa che la potenza che devono fornire i secondari è press'a poco uguale a quella che entra nel primario.

Stabilito il limite entro il quale si vuole che le perdite siano contenute, si deve da prima stabilire in quale misura esse siano da attribuirsi al nucleo di ferro, all'avvolgimento primario e all'avvolgimento secondario.

Le perdite del ferro si possono conoscere, noto il peso del nucleo (facilmente calcolabile) l'induzione (in genere 10.000 gauss) e la qualità del ferro, dai diagrammi N. 16 di pag. 355.

Le rimanenti perdite sono da attribuirsi ai due avvolgimenti in parti uguali. Essi si possono sempre esprimere come percentuali.

Nota la tensione V di ciascun avvolgimento e la corrente I, si calcola la resistenza R che il conduttore deve presentare perchè in esso cada una tensione v che stia in V nella stessa proporzione in cui le perdite dell'avvolgimento w devono stare nella potenza totale W che esso trasforma,

$$v = \frac{w\,V}{W} \qquad R = \frac{v}{I}$$

Nota la lunghezza approssimativa del conduttore (che è data ovviamente dal prodotto della lunghezza della spira media per il numero di spire) e la resistenza che essa deve possedere, è facile calcolare il diametro che esso deve avere (tabella a pag. 45) questo è il procedimento classico, ma è lungo e perciò poco pratico.

Il metodo più semplice è quello che si basa sul fatto che tenendo una data sezione di conduttore per una data intensità si ha una percentuale definita di perdita.

Considerando che la perdita per densità di 2 A/mm² è del 3,2% e per densità di 3 A/mm² è del 5,1% si giunge alle due seguenti espressioni che danno addirittura il diametro del conduttore in base alle rispettive intensità:

per una densità di 2A per mm²: $\mathbf{d = 0{,}8\sqrt{I}}$ (perdita del 3,2% per avvolgimento della potenza da esso trasformata).

Allo scopo di economizzare il rame, si può anche tenere una densità di 3 ampere per mm² e ci si vale allora della relazione:

$$\mathbf{d = 0{,}65\sqrt{I}}$$

le perdite rimangono anche in questo caso in limiti tollerabili (5,1% per avvolgimento, della potenza da esso trasformata).

Per la scelta dei diametri dei conduttori in relazione all'intensità si consulti l'abaco N. 17bis a pag. 359.

Per definire il diametro del conduttore primario è necessario da prima conoscere esattamente la corrente primaria I_p. Questa non è definita dal semplice rapporto fra la potenza nominale e la tensione primaria, ma va calcolata tenendo conto del rendimento del trasformatore (η) e del fattore di potenza ($\cos \varphi$) per cui si ha:

$$\mathbf{I_p} = \frac{\mathbf{W}\, \eta \cos \varphi}{\mathbf{E_p}}$$

nei trasformatori per radio si ha generalmente $\eta = 0{,}8$ e $\cos \varphi = 0{,}9$.

Noti in tal modo i diametri dei conduttori primari e secondari e il numero delle spire rispettive si può procedere al calcolo delle dimensioni di ingombro dell'avvolgimento.

Tale calcolo è importante specialmente in relazione alla scelta del tipo di lamella che deve possedere « finestre » di dimensioni sufficienti a contenere l'avvolgimento stesso.

Da prima si calcola l'ingombro teorico dell'avvolgimento come se questo fosse costituito da fili di conduttore nudo, senza isolamenti.

Detto ingombro è dato ovviamente da:

$$A' = N\, d^2$$

In cui A' è l'area della sezione dell'avvolgimento in mm^2, d il diametro del filo in mm ed N il numero di spire dell'avvolgimento considerato.

L'ingombro cosi calcolato è però ben lungi dal corrispondere a quello reale perchè in esso non è considerato quello degli isolanti che coprono i fili e che isolano gli strati, nè gli spazi vuoti, voluti o accidentali dell'avvolgimento. La predetta area va moltiplicata per un « *coefficiente di riempimento* » il cui valore è difficile calcolare intervenendo molti fattori imprevisti (quali, per es. la diversa tensione meccanica del filo) e per il quale è preferibile attenersi ai dati dell'esperienza.

Il coefficiente di riempimento si può valutare *prossimo a* 2,5 per i comuni trasformatori di alimentazione, un poco maggiore per i trasformatori più piccoli e con molte prese intermedie e di poco minore per i trasformatori più grossi.

Riepilogando: l'ingombro si calcola eseguendo il prodotto dell'area della sezione di ciascun conduttore di spire del rispettivo avvolgimento, sommando i vari prodotti ottenuti e moltiplicando il tutto per 2,5 nel caso di un trasformatore medio o per 3 se il trasformatore è piccolo e con molte prese.

L'ingombro dell'avvolgimento di un trasformatore con diverse tensioni primarie è in generale notevolmente maggiore di quello che lo stesso avrebbe se il primario avesse una unica tensione.

DETERMINAZIONE GRAFICA DEL NUMERO DI SPIRE E DELLA SEZIONE DEL NUCLEO

Per una rapida determinazione della sezione che è necessario assegnare al nucleo per una data potenza nominale secondaria e del numero di spire che è necessario avvolgere al primario per ogni volt di tensione, ci si può può servire dell'abaco n. 17 (pag. 357).

Identificato sulla base il punto corrispondente alla potenza secondaria, s'innalzi la verticale sino ad incontrare le oblique relative al nucleo, in corrispondenza del punto di incontro, sul lato verticale sinistro, si leggerà la sezione lorda del nucleo in cm^2 o lo spessore di questo se è di sezione quadrata, la stessa verticale incontra le oblique relative alle spire per volt primari (per data frequenza) in punti in corrispondenza dei quali, sul lato destro, si leggerà quante spire si debbono avvolgere per ogni volt primario.

PERDITE DEL TRASFORMATORE

Le perdite che hanno luogo nel trasformatore si possono dividere in due categorie principali, ossia: in perdite nel nucleo e perdite nel rame.

Le prime si possono conoscere in funzione della induzione B e del peso del nucleo in kg. dall'abaco N. 16 (ad esse andrebbero aggiunte quelle per correnti di Foucault che per lamierini ben isolati sono esigue).

Le seconde si possono calcolare facilmente date le intensità di corrente, la lunghezza ed il diametro dei conduttori del primario e del secondario.

La resistenza di un avvolgimento è data da:

$$R = \frac{l\rho}{S} \text{ in cui: } S = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \text{ in mm}^2$$

ed l è dato dal diametro della spira media (espresso in metri) per il numero di spire; ρ per il rame è 0,0173.

Procedimento più semplice è indubbiamente quello di misurare la resistenza con uno strumento.

Nota la resistenza basta moltiplicarla per il quadrato della intensità per conoscere la potenza che si dissipa in calore entro l'avvolgimento.

La somma delle perdite del nucleo e nei vari avvolgimenti non deve complessivamente in ogni caso superare il 20 % della potenza trasformata mentre per un buon trasformatore può scendere al 5 %.

Nei piccoli trasformatori di alimentazione per radio, spesso si tengono per gli avvolgimenti di accensione sezioni di conduttori notevolmente inferiori a quelle date dal calcolo e ciò per il fatto che essendo poche spire di filo grosso la resistenza offerta è minima e la dissipazione di potenza nell'avvolgimento rimane in limiti modestissimi.

TEMPERATURA DEGLI AVVOLGIMENTI

Il procedimento più ovvio per conoscere la temperatura è quello di usare un termometro, ma questo non si può insinuare fra gli avvolgimenti, si ricorre allora alla misura della resistenza R_0 dell'avvolgimento alla temperatura ambiente (20°) e alla temperatura massima, raggiunta dopo varie ore di lavoro R_t. L'aumento di temperatura reale degli avvolgimenti risulta allora dato dalla formola.

$$\Delta t = \frac{R_t - R_0}{R_0 \, \alpha}$$

in cui il coefficiente di temperatura α per il rame è di 3,9 per 10^{-3}.

La temperatura massima è data allora dalla somma della temperatura ambiente con quella data dalla formola (Δt).

CRITERI PER IL CALCOLO DEGLI AUTOTRASFORMATORI

Gli autotrasformatori si differenziano dai trasformatori per avere i due circuiti, il primario ed il secondario, una parte dell'avvolgimento, che è unico, in comune.

Per il calcolo delle sezioni del conduttore e del nucleo, si deve tenere presente l'importante particolare che le due correnti, primaria e secondaria, percorrono il tratto di avvolgimento comune in sensi opposti dando luogo ad una risultante pari alla differenza fra le due.

Nota la tensione primaria V_p e la tensione secondaria V_s si ricava il rapporto di trasformazione r dato da:

$$r = \frac{V_s}{V_p} \quad \text{se } V_s > V_p$$

oppure da:

$$r = \frac{V_p}{V_s} \quad \text{se } V_s < V_p$$

Se I_s è la corrente che deve erogare in uscita (che è data dalla potenza richiesta del secondario W_s divisa per V_s) la corrente che esso assorbirà in entrata, sarà r volte maggiore se il rapporto è in salita o r volte minore se il rapporto è in discesa, come per un trasformatore.

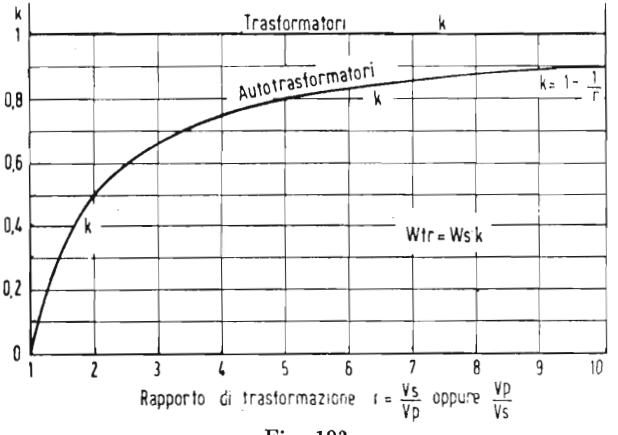


Fig. 193

Per dimensionare il nucleo non ci si basa però sulla potenza secondaria ma sulla potenza relativa al tratto non comune dell'avvolgimento.

Detta potenza è data da:

$$\mathbf{W} = \mathbf{W_s} - \frac{\mathbf{W_s}}{\mathbf{r}}$$

ossia da:

$\mathbf{W} = \mathbf{k}\ \mathbf{W_s}$ in cui $k = 1 - \frac{1}{r}$. La sezione del nucleo (lorda) si calcola con l'espressione:

$$S = 2\sqrt{W}$$

e il numero di spire per ogni volt di tensione, con le stesse formole o grafici usati per i trasformatori, riferendosi sempre però a W (e non a W_s).

In particolare è interessante rilevare che per $r = 1$ ossia per $V_s = V_p$, il coefficiente k assume valore zero per cui si ha che la potenza richiesta è nulla. In pratica, in questo caso, l'autotrasformatore non ha più alcuna utilità, esso si comporta solo come una altissima impedenza in parallelo alle linee, che assorbe solo in ragione delle proprie perdite. Al crescere di r (ossia quanto più V_s differisce da V_p) k tende asintoticamente a 1, ciò significa che quando il rapporto di trasformazione è altissimo l'auto-trasformatore si può calcolare come se fosse un trasformatore.

La fig. 193 rende con evidenza la legge di variazione di k in funzione di r fornendone i valori.

Da quanto sopra si conclude che quanto minore è la differenza fra le tensioni V_p e V_s (ossia il rapporto r) tanto più ridotta può essere la sesione del nucleo e quindi quella dei conduttori, cioè la mole dell'autotrasformatore.

Per la definizione dei diametri dei conduttori, ci si riferirà per il tratto di avvolgimento non in comune, alla corrente primaria o secondaria, a seconda che il rapporto sia in discesa oppure in salita, mentre per il tratto di avvolgimento in comune ci si riferirà ad una corrente pari alla differenza fra quella primaria e quella secondaria.

Il diametro del conduttore verrà definito con la solita espressione

$$d = 0{,}65\sqrt{I}$$

ALIMENTATORI

Il principio dell'unidirezionalità della corrente anodica, oltre che per la rivelazione di segnali, viene utilizzato per la trasformazione di corrente alternata in continua ossia per la « rettificazione » o « raddrizzamento » delle correnti alternate.

Il circuito più semplice di raddrizzatore a diodo si compone di una sorgente di corrente alternata, di un diodo (che offre una resistenza interna R_i), di una capacità C il cui compito è di accumulare cariche elettriche

durante il semiperiodo in cui scorre la corrente per restituirle durante il semiperiodo opposto, e di una resistenza R che può essere costituita dal complesso di circuiti anodici di un radio ricevitore, amplificatore od altro.

Volendosi ottenere una corrente praticamente continua in uscita, è chiara l'importanza della funzione di C consistente nel fornire corrente durante i semiperiodi in cui questa viene a mancare.

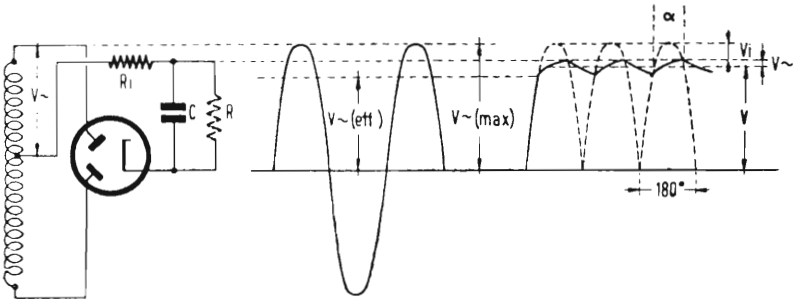


Fig. 194

Il circuito di raddrizzatore più usato in radio è quello *a due semionde* o *bilanciato* di fig. 194, cosi detto perchè fornisce corrente durante entrambi i semiperiodi essendo, per ciascuno di essi, previsto un apposito diodo.

Ciò premesso, si pone in evidenza il seguente fatto:

La frequenza della componente alternata presente in uscita del raddrizzatore è doppia in quello a due semionde ed è uguale a quella di alimentazione nel raddrizzatore ad una sola semionda.

TENSIONI A VUOTO

Quando l'alimentatore non è « *caricato* » ossia quando non viene utilizzata alcuna corrente continua (nel caso cioè di $R = \infty$), la tensione *continua* V_0 *ai capi di* C *è uguale al valore massimo della tensione alternata* $V\sim$ fornita dal secondario del trasformatore di alimentazione ,ossia:

$$V_0 = V\sim\sqrt{2}$$

Nel caso di un raddrizzatore a 2 semionde, con $V\sim$ s'intende il valore effettivo della tensione fornita da un solo ramo del secondario (supposta sinusoidale).

In queste condizioni nel diodo scorre corrente anodica minima, quanto basta alla sola compensazione delle perdite di isolamento di C.

Il condensatore, non dovendo fornire mai corrente, rimane sempre carico alla massima tensione e quindi V_0 è perfettamente continua, inoltre essa è in questo caso, uguale tanto che si tratti di raddrizzatore a 2 semionde che di raddrizzatore ad 1 semionda.

FUNZIONAMENTO A CARICO

Se la corrente dell'alimentatore viene utilizzata attraverso alla resistenza di utilizzazione R (che può rappresentare il complesso dei circuiti anodici dell'apparecchio da alimentare), avviene che la capacità C durante parte del periodo assorbe corrente per caricarsi e durante altra parte di questo la fornisce scaricandosi parzialmente, esso in tale modo può considerarsi come percorso da una corrente alternata.

Il sopraggiungere della nuova fase di carica trova C ad un certo potenziale (non avendo fatto in tempo a scaricarsi totalmente) cosicchè nel diodo può scorrere corrente solo quando la tensione fornita dal trasformatore supera il predetto potenziale.

Quando poi la tensione del trasformatore torna a decrescere, la corrente nel diodo cessa non appena la detta tensione scende al di sotto del valore di quella posseduta dal condensatore.

Si conclude dunque che la corrente del diodo scorre soltanto a brevi intervalli, per piccoli tratti del periodo, in corrispondenza delle creste ossia *con piccolo angolo di circolazione* (v. pag. 160) a causa della tensione continua esistente ai capi di C, agente come tensione di ritardo.

L'andamento della tensione ai capi di C è visibile in fig. 194 in cui essa è rappresentata dalla linea a tratto continuo a destra.

CALCOLO

Se l'apparecchio da alimentare deve assorbire una corrente I, ad una tensione V, esso può essere considerato come una resistenza di valore:

$$R = \frac{V}{I}$$

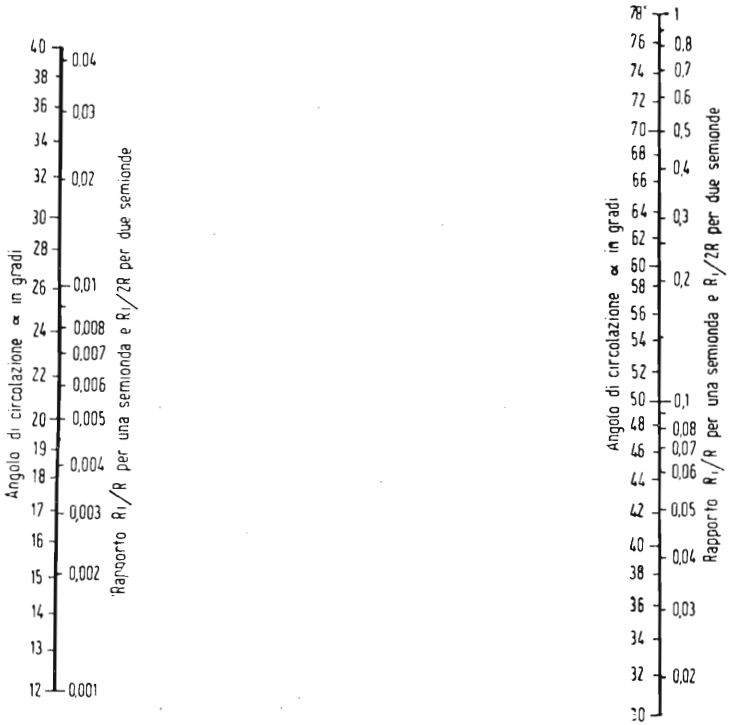


Fig. 195

La componente alternata della tensione esistente ai capi di C è per

per raddrizzatori a 2 semionde: $v\sim \max = \dfrac{I}{4fC}$

per raddrizzatori ad una semionda: $v\sim \max = \dfrac{I}{2fC}$ (circa)

in cui C è il valore di capacità in farad, f quello della frequenza di rete in Hz.

Scorrendo corrente nel circuito, si avrà caduta di tensione anche nei diodi per effetto della loro resistenza interna raffigurata nel circuito dalla resistenza equivalente R_i. La tensione massima $V\sim$ fornita dal trasformatore subisce dunque una caduta dapprima a causa della resistenza del proprio avvolgimento (R_{tr}), poi a causa della R_i (del diodo) infine essa costituisce la *tensione di punta* pulsante esistente ai capi di C.

La tensione continua V utilizzabile ai capi di C si ottiene togliendo alla predetta tensione di punta il valore trovato per $v\sim_{max}$.

Nel calcolo delle cadute in R_{tr} e in R_i va tenuto presente che la corrente in tale parte del circuito scorre ad intervalli, durante una frazione di semiperiodo e che essa è perciò più intensa di I.

L'angolo di circolazione α di detta corrente è dato dall'abaco di fig. 195 in funzione del rapporto R'_i/R in cui con R'_i si intende la somma di $R_i + R_{tr}$.

Trovato α si divida 180° per α e si troverà un numero che, moltiplicato per il I fornisce il valore medio i della corrente che percorre i diodi durante il tempo di circolazione.

La caduta di tensione complessiva sarà dunque data da:

$$v_i = R'_i \cdot i$$

intendendosi con R'_i la somma della R_{tr} e della R_i del diodo.

La tensione che il trasformatore deve fornire a vuoto perchè i capi di C vi sia una tensione continua utile V, è data da:

$$V\sim \text{ (eff)} = 0{,}7\ (V + v\sim\ max + v_i)$$

Come si è visto dalle formole precedenti, aumentando C diminuisce $v\sim$ di conseguenza per ottenere una data tensione V di uscita, entro certi limiti, aumentando il valore di C, si rende necessaria una tensione $V\sim$ minore dal trasformatore.

Per la stessa ragione, se $V\sim$ è fissa; aumentando C si ha, entro certi limiti, tensione di uscita (V) maggiore.

FILTRAGGIO

La tensione presente ai capi di C è una pulsante nella quale è presente una componente alternata di ampiezza $v\sim$ e di frequenza f o $2f$ a seconda che si tratti di raddrizzamento di una sola o di entrambe le semionde.

Per utilizzare tale tensione per l'alimentazione di apparecchi radio o simili, bisogna ricorrere ad un « filtro » che riduca la componente alternata in limiti tollerabili per un soddisfacente funzionamento acustico.

Si è stabilito che la massima tensione della predetta alternata v_2 tollerabile ai capi dell'altoparlante sia il 5% del segnale quando il livello di questo è di 50 mW.

La tensione di segnale presente sul primario del trasformatore per 50mW di uscita si ricava facilmente dall'espressione:

$$v_u = \sqrt{W \cdot Z}$$

in cui con Z si intende l'impedenza del carico di uscita in ohm. Nei pentodi finali avendo detta impedenza lo stesso valore della resistenza interna statica della valvola, si conclude che la componente alternata (*detta anche « di ronzio »* massima tollerabile all'uscita del filtro dell'alimentatore è data dal doppio di quella tollerabile ai capi del primario del trasformatore d'uscita ossia al 10% di v_u.

E' dunque necessario che il filtro attenui almeno nel rapporto:

$$K = \frac{v \sim}{2\, v_r}$$

Per conseguire tale attenuazione della componente di ronzio, se il filtro è costituito da una resistenza $_d$ ed una seconda capacità C_1 sarà necessario dare a quest'ultima almeno un valore:

$$\mathbf{C_1 = \frac{K - 1}{4\pi\, f\, R_d}} \quad \text{in farad}$$

in cui con f si intende la frequenza di rete. Tale valore di C va raddoppiato nel caso che si rettifichi una sola semionda.

La resistenza R_d di filtro è in generale costituita dall'avvolgimento di eccitazione dell'altoparlante dinamico di cui in questo caso si trascura di proposito l'induttanza.

Se il filtro invece che con una resistenza è realizzato con una induttanza L (di resistenza trascurabile), si ha approssimativamente:

$$\mathbf{C_1 = \frac{K - 1}{16\pi^2 f^2 L}} \qquad \text{da cui} \qquad \mathbf{L = \frac{K - 1}{16\pi^2 f^2 C_1}}$$

che permette di conoscere il valore di induttanza necessario, noto C_1.

Questi valori di C_1 e di L vanno moltiplicati per 4 nel caso che si tratti di rettificazione di una sola semionda.

Il procedimento e le formole per il calcolo delle tensioni di ronzio e dei filtri non sono rigorosi, trascurando essi alcuni fattori secondari, tuttavia rispondono soddisfacentemente alle necessità della pratica.

Per il calcolo della tensione di ronzio, nel caso di pentodo finale con 7000 Ω di carico si ha una tensione di segnale di 18,7 volt per 50 mW.

La tensione di ronzio massima tollerata all'uscita del filtro è il 10% di tale tensione (ossia il doppio del 5%), essa può raggiungere cioè 1,87 volt efficaci.

Se, come nella maggior parte dei casi, la valvola finale è preceduta da altre valvole di BF, la tensione di ronzio può giungere amplificata dagli stati precedenti sulla griglia della finale.

Per evitare ciò conviene alimentare detti stadi attraverso ad un secondo filtro, facilmente realizzabile essendo molto limitata la corrente assorbita da tali stadi.

Da quanto sin qui esposto, è evidente come agendo i vari valori di capacità ed induttanza esclusivamente sulla componente alternata, questa risulti per dati valori di L e di C_1, minore rispetto alla componente tensione continua quanto più quest'ultima è elevata.

Ne deriva per conseguire una dato filtraggio che consenta di ottenere una pulsante con determinata percentuale di tensione di ronzio, occorrono valori minori di capacità quando la tensione continua è più alta.

ABACI

NOMOGRAMMI E DATI

USO DELL'ABACO N° 1

PARALLELI DI RESISTENZE, INDUTTANZE E REATTANNZE E SERIE DI CAPACITA'

a) *Noti i valori dei due elementi costituenti, trovare il valore risultante.*

Si identifichino sulle due linee oblique i punti corrispondenti ai valori dei due elementi costituenti i rami del parallelo se trattasi di R di L o di X o elementi della serie se trattasi di C. In ohm per R e per X; in henry, mH o μH per L; in farad, μF o pF o cm CGS per C.

Si uniscano con una retta i predetti punti, questa taglierà la linea verticale in un punto al quale corrisponde il valore risultante in ohm per R e per X; in henry, mH o μH per L; in farad μF o pF o cm CGS per C (del parallelo per R, L e X e della serie per C).

b) *Noto il valore risultante e quello di uno dei due componenti, trovare il valore dell'altro componente.*

Si identifichi su una delle linee oblique il valore del componente noto e sulla verticale il valore risultante noto (in ohm der R e per X; in henry mH o μH per L; in farad, μF o pF o cm CGS per C).

Si uniscano con una retta i predetti due punti: questa, prolungata, incontrerà l'altra obliqua in un punto al quale corrisponderà il valore cercato del componente incognito.

NOTA

Se il valore in ohm per R e per X; in henry, mH o μH per L; in farad, μF o pF o cm CGS per C è di decine, centinaia, migliaia ecc. di unità, anche il risultato deve intendersi espresso in decine, centinaia, migliaia ecc. di unità.

E' necessario che tutti i valori, componenti o risultanti siano espressi nello stesso modo (ossia decine, centinaia, migliaia ecc.).

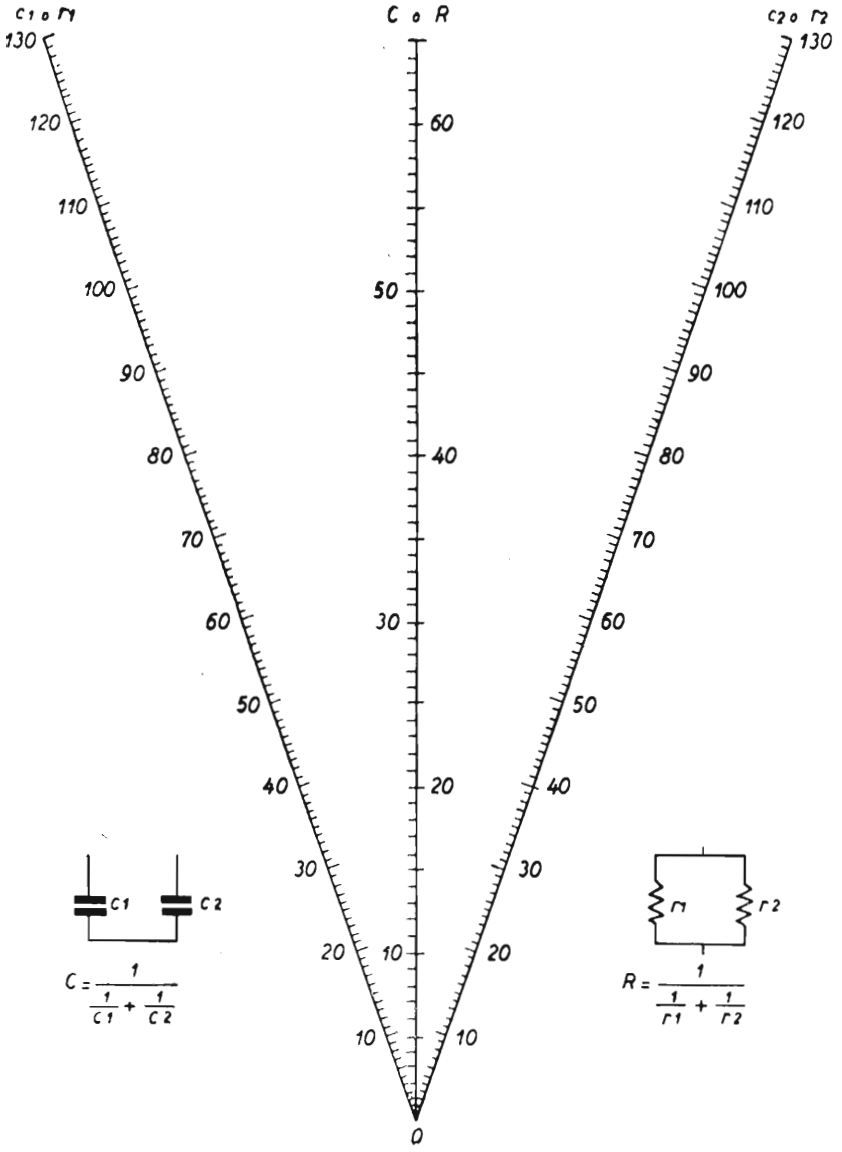
ESEMPI

1°) Ad una induttanza di 50 ohm si dispone in parallelo una resistenza di 90 ohm: quale è il valore risultante del parallelo?
R. — Applicando quanto è detto in a) (unendo cioè il punto 50 di una obliqua con il punto 90 dell'altra) si trova un valore risultante di 32,3 ohm circa.
Se in luogo di 50 e 90 ohm i valori fossero stati di 5 e 9 ohm, il parallelo sarebbe risultato di 3,23 ohm. Analogamente, se i valori fossero stati di 50.000 e 90.000 ohm, il parallelo sarebbe risultato di 32.300 ohm.

2°) Si ha a disposizione una induttanza di 30 henry e si vorrebbero ottenere 18 H disponendo in parallelo una seconda induttanza. Quale valore dovrà avere questa?
R. — (caso b) La seconda induttanza deve essere di circa 45 H.
Se in luogo di 30 H e 18 H i valori fossero stati 30 m H e 18 m H, la seconda induttanza sarebbe risultata di 45 mH.

3°) Si ha a disposizione un condensatore variabile di 500 pF massimi e si vuole portare detto valore a 350 pF disponendo in serie un altro condensatore. Quale deve essere il valore di questo?
R. — (caso b) Il secondo condensatore sarà di 1150 pF circa.

ABACO N. 1


C1 o r1
C o R
C2 o r2
130
120
110
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
C1
C2
C = 1 / (1/C1 + 1/C2)
r1
r2
R = 1 / (1/r1 + 1/r2)

USO DELL'ABACO N° 2

REATTANZA DI UNA BOBINA ALLE FREQUENZE ACUSTICHE

a) *Dato il valore di induttanza* (L) (1) *e quello della frequenza* (f) (2) *trovare il valore della reattanza* (X_L) (3).

Identificato sull'asse della L (verticale a sinistra) il punto corrispondente alla induttanza data e sull'asse della f (verticale destra) il punto corrispondente alla frequenza data, unire i due punti con una retta; questa taglierà l'asse delle X_L (verticale centrale) in un punto nel quale si legge il valore di reattanza cercato (in ohm).

b) *Trovare il valore di induttanza* (L) (1) *necessario per ottenere ad una frequenza data* (f) (2) *una reattanza data* (X_L) (3).

Identificato sull'asse della f il punto corrispondente alla frequenza data e sull'asse della X_L il punto corrispondente alla X_L data, unire i due punti con una retta il cui prolungamento a sinistra taglierà l'asse delle L in punto nel quale si leggerà il valore di induttanza cercato (in henry).

c) *Trovare il valore della frequenza* (f) (2) *alla quale una induttanza data* (L) (1) *presenta una reattanza* (X_L) (3) *data.*

Identificato sull'asse della L il punto corrispondente ad L e sull'asse della X_L il punto corrispondente alla X_L data, unire i due punti con una retta il cui prolungamento a destra taglierà l'asse delle f in un punto nel quale si legge il valore di frequenza cercato.

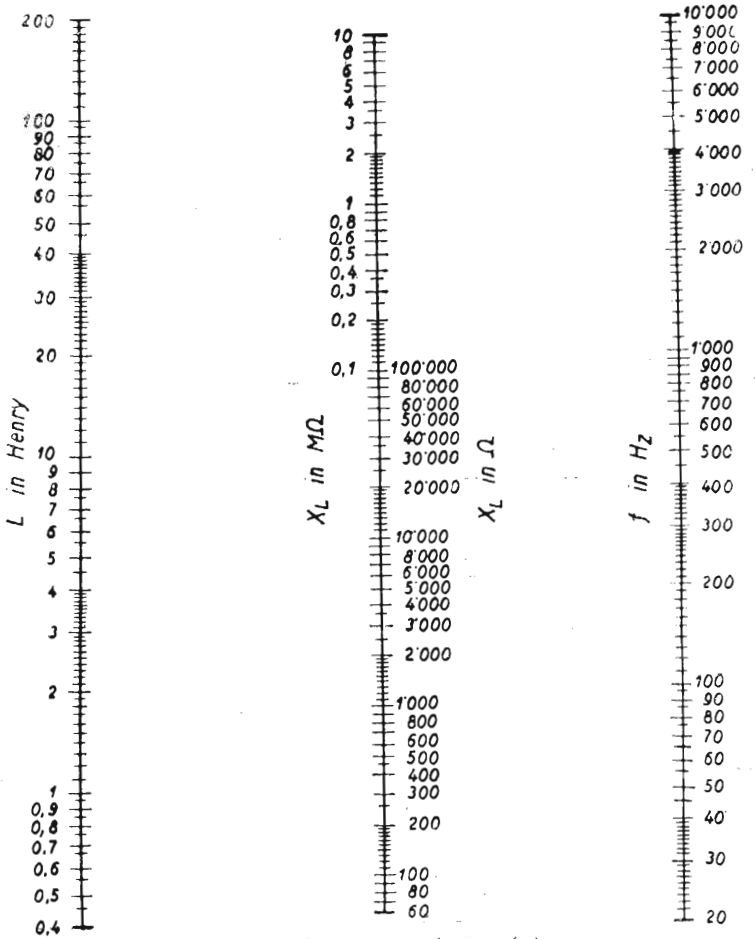
ESTENSIONE DELLE SCALE

Se uno dei valori dati esula dalle scale, si divide il valore dato o si moltiplica per 10 (100 o 1000 ecc.) in modo da ottenere un valore che rientri nelle scale.

---

1) In henry.
2) In hertz (ossia: cicli al sec.).
3) In ohm.

ABACO N. 2



$X_L\ (\Omega) = 2\pi f\ (Hz)\ L\ (H)$

ESEMPIO

Si vuole conoscere la reattanza da una induttanza di 1 henry alla frequenza di 50.000 Hz.

R. — Il valore di 50.000 Hz esula dalla scala, si sposta allora la virgola, di un posto a sinistra e si ottiene 5000 Hz che rientra nella scala. Secondo le regole (caso A) si trova che 1H a 5000 Hz offre una reattanza X_L = 32000 ohm. Si moltiplica ora il risultato per 10 e si ottiene 32.000 × 10 = = 320.000 ohm.

Ci si può valere allo scopo della tabella seguente nella quale con L_o, X_o ed f_o si intendono i valori che si leggono nell'abaco con L, X ed f si intendono i valori dati o cercati.

Così, nel caso dell'esempio si avrebbe: $f = 10\ f_o$ (essendo 50.000 = = 10 × 5000) e $L = L_o$ per cui $X = 10\ X_o$ ossia la reattanza che si legge sull'abaco va moltiplicata per 10.

	$L = \frac{L_0}{100}$	$L = \frac{L_0}{10}$	$L = L_0$	$L = 10\ L_0$	$L = 100\ L_0$
$X = \frac{X_0}{100}$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{100}$	$f = \frac{f_0}{100}$	$f = \frac{f_0}{10^4}$
$X = \frac{X_0}{10}$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{100}$	$f = \frac{f_0}{1000}$
$X = X_0$	$f = 100 f_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{100}$
$X = 10 X_0$	$f = 1000 f_0$	$f = 100 f_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$
$X = 100\ X_0$	$f_0 = f_0\ 10^4$	$f = 1000 f_0$	$f = 100 f_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$

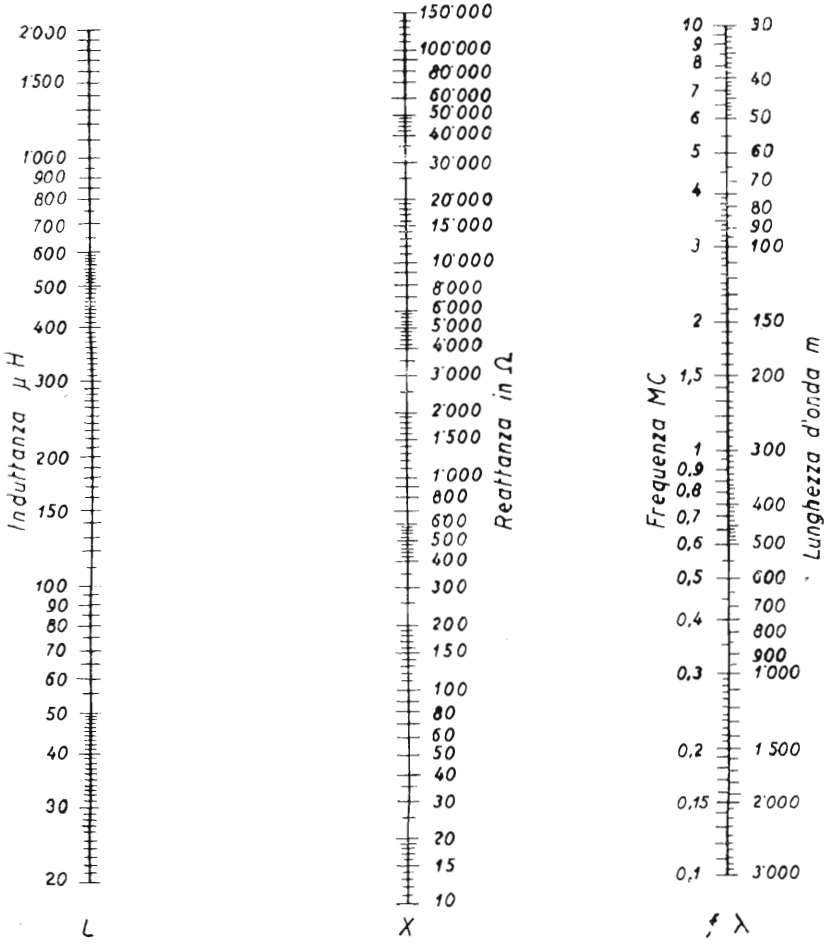
USO DELL'ABACO N° 3

REATTANZA DI UNA BOBINA ALLE RADIO FREQUENZE

a) *Dato il valore di induttanza* (L) (1) *e quello della frequenza* (2) *trovare il valore della reattanza* (X_L) (3).

1) In micro henry H.
2) In megacicli ossia mega-hertz.
3) In ohm.

ABACO N. 3



$$X_L(\Omega) = 2\pi f\,(MC)\,L(\mu H)$$

Procedimento identico a quello illustrato in (a) dell'abaco precedente.

b) *Trovare il valore di induttanza* (L) (1) *necessario per ottenere ad una frequenza data* (f) (2) *una reattanza data* (X_L) (3).

Procedimento identico a quello illustrato in (b) dell'abaco precedente.

c) *Trovare il valore della frequenza* (f) (2) *alla quale una induttanza data* (L) (1) *presenta una reattanza* (X_L) (3) *data.*

Procedimento identico a quello illustrato in (c) dall'abaco precedente.

(1) (2) (3) — *Vedi nota a pag.* 318.

ESTENSIONE DELLE SCALE

Valgono le stesse considerazioni fatte in proposito per l'abaco precedente.

Se in luogo della scala delle frequenze ci si serve della scala delle lunghezze d'onda (3ª colonna graduaz. a destra) si deve operare in senso inverso ossia dividere per 10 (100 o 1000 ecc.), in luogo di moltiplicare e viceversa perchè la lunghezza d'onda è inversamente proporzionale alla frequenza.

USO DELL'ABACO N. 4.

REATTANZA DI UN CONDENSATORE ALLE FREQUENZE ACUSTICHE

a) *Dato il valore di capacita* (C) (1) *e quello della frequenza* (f) (2) *trovare il valore della reattanza* (X_0) (3).

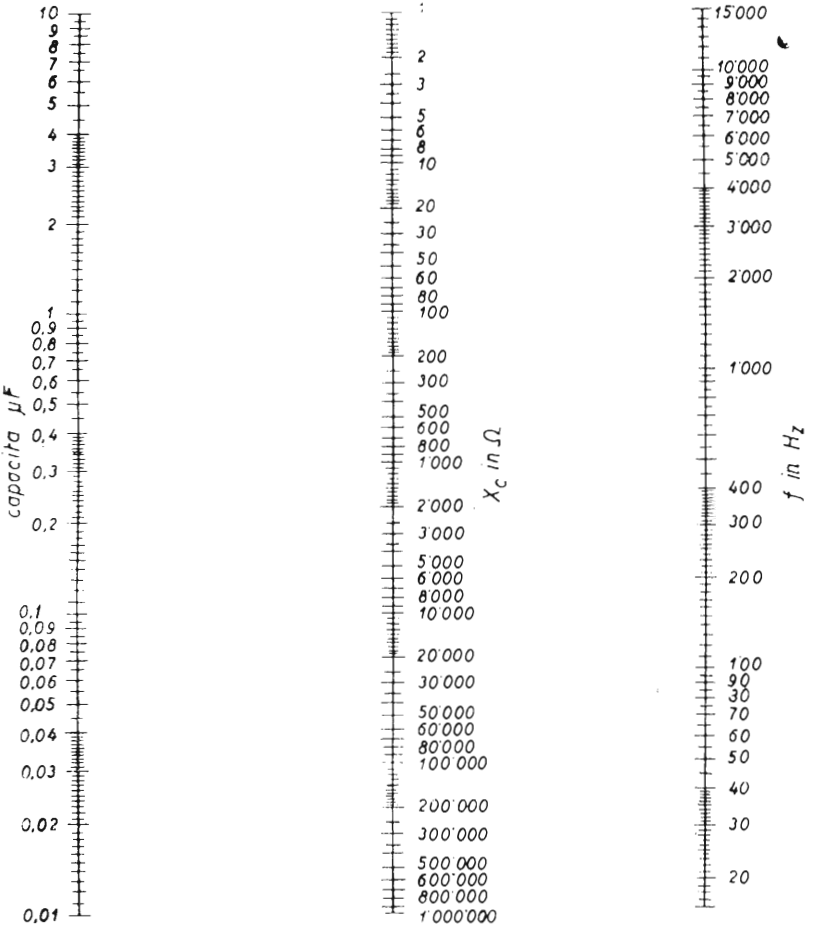
Procedimento analogo a quello in (a) relativo all'aaaco N. 2 tenendo presente che in questo caso C tiene il posto di L.

b) *Trovare il valore di capacità* (C) (1) *necessario per ottenere ad una frequenza data* (f) (2) *una reattanza data* (X_0) (3).

Procedimento analogo a quello in (b) relativo all'abaco N. 2 tenendo presente che in questo caso C tiene il posto di L.

(1) (2) (3) — In μF, Hz e Ω.

ABACO N. 4



$$X_c\ (\Omega) = \frac{1}{2\pi f\ (H_z)\, C\ (F)}$$

c) *Trovare il valore della frequenza* (f) (2) *alla quale una capacità* (C) (1) *presenta una reattanza data* (X_c) (3).

Procedimento analogo a quello in (c) relativo all'abaco N. 2 tenendo presente che in questo caso C tiene il posto di L.

ESTENSIONE DELLE SCALE

I criteri sono gli stessi indicati per l'abaco N. 2, la tabella di riferimento è per questo caso quella indicata qui di seguito:

	$C = \frac{C_0}{100}$	$C = \frac{C_0}{10}$	$C = C_0$	$C = 10\,C_0$	$C = 100\,C_0$
$X = \frac{X_0}{100}$	$f = 10^4 f_0$	$f = 1000 f_0$	$f = 100 f_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$
$X = \frac{X_0}{10}$	$f = 1000 f_0$	$f = 100 f_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$
$X = X_0$	$f = 100 f_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{100}$
$X = 10\,X_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{100}$	$f = \frac{f_0}{1000}$
$X = 100\,X_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{100}$	$f = \frac{f_0}{1000}$	$f = \frac{f_0}{10^4}$

In cui C_0 X_0 ed f_0 sono i valori letti sull'abaco e C X e f sono i valori dati o cercati.

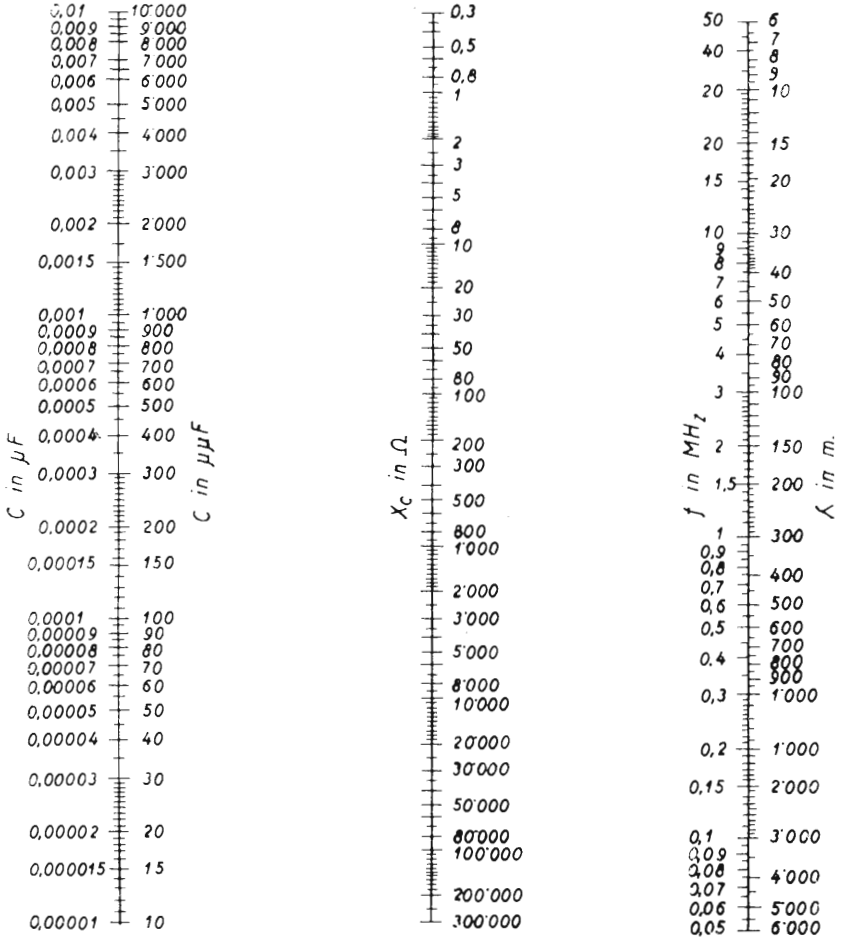
USO DELL'ABACO N. 5.

REATTANZA DI UN CONDENSATORE ALLE RADIO FREQUENZE

a) *Dato il valore di capacita* (C) (1) *e quello della frequenza* (f) (2) *trovare il valore della reattanza* (X_c) (3).

1) In micro-farad (1ª scala numerazione a sinistra) e in micro-micro farad o picofarad (μF) (1ª scala numerazione a destra).
2) In mega-hertz o megacicli (milioni di cicli al sec.).
3 in ohm.

ABACO N. 5



$$X_C(\Omega) = \frac{1}{2\pi f(MH)\, C(\mu F)}$$

Procedimento analogo a quello in (a) relativo all'abaco N. 2 tenendo presente che in questo caso C tiene il posto di L.

b) *Trovare il valore di capacità* (C) (1) *necessario per ottenere ad una frequenza data* (f) (2) *una reattanza data* (X_c) (3).

Procedimento analogo a quello in b) relativo all'abaco N. 2 tenendo presente che in questo caso C tiene il posto di L.

c) *Trovare il valore della frequenza* (f) (2) *alla quale una capacità* (C) *presenta una reattanza data* (X_c) (3).

Procedimento analogo a quello in (C) relativo all'abaco N. 2 tenendo presente che in questo caso C tiene il posto di L.

ESTENSIONE DELLE SCALE

Procedimento analogo a quello suggerito per l'abaco N. 4.

USO DELL'ABACO N. 6

DETERMINAZIONE DELLA INDUTTANZA CAPACITA' E FREQUENZA NEI CIRCUITI OSCILLATORI

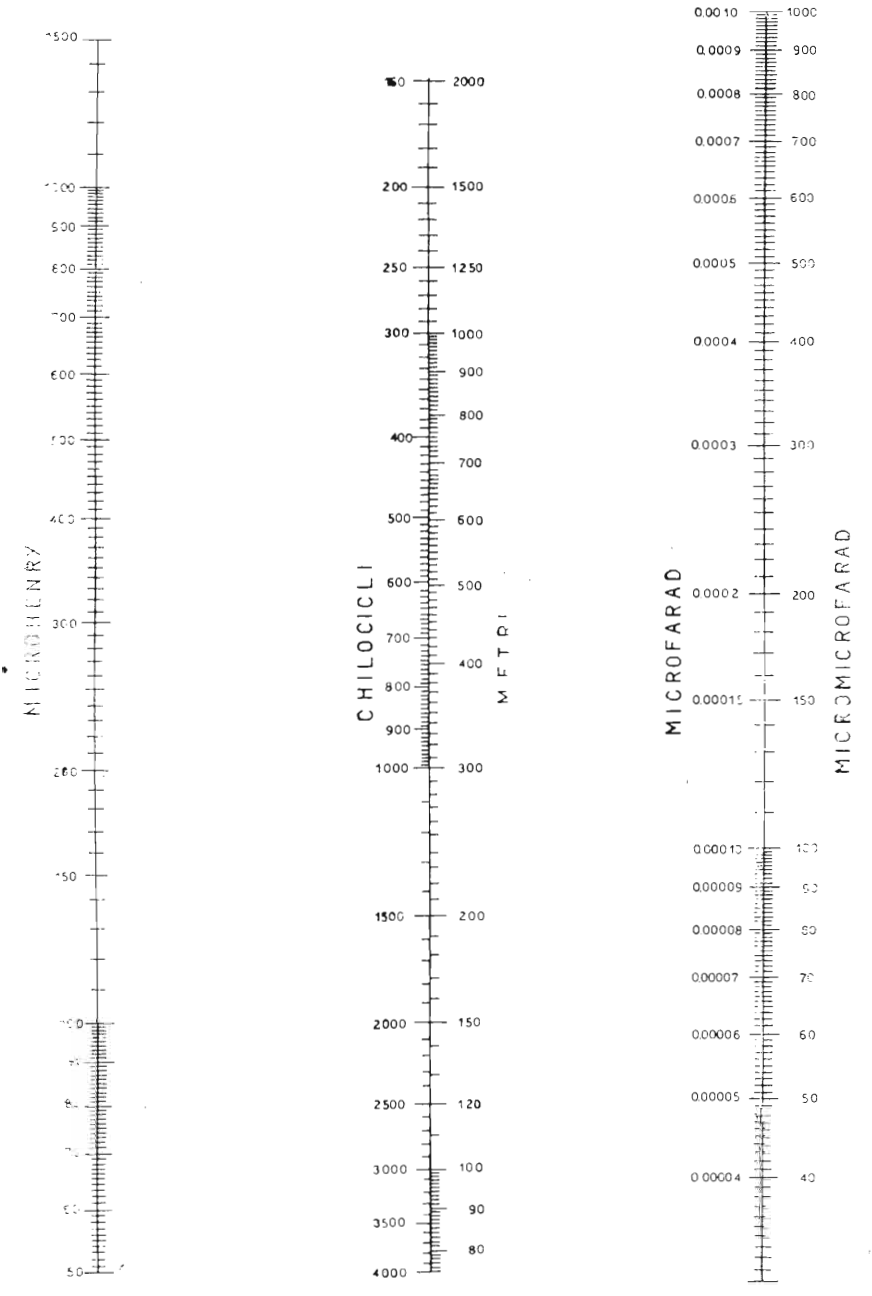
a) *Dato il valore di capacità C e quello di induttanza L determinare la frequenza f di risonanza del circuito oscillatorio.*

Individuando sulla scala delle capacità il punto corrispondente a C e sulla scala delle induttanze il punto corrispondente ad L, si uniscono tali due punti con una retta che taglierà la scala delle frequenze in un punto al quale corrisponde la frequenza f cercata.

b) *Trovare il valore di capacità C necessario per accordare una induttanza L ad una frequenza data f.*

Si unisce il punto L della scala delle induttanze con il punto f della scala delle frequenze. La retta taglia la scala della C nel punto equivalente al valore C cercato.

ABACO N. 6


MICROHENRY
CHILOCICLI
METRI
MICROFARAD
MICROMICROFARAD

c) *Trovare il valore di induttanza L necessario per accordarsi con una capacita data C ad una frequenza data f.*

Si unisce il punto C della scala della capacità col punto f della scala della frequenza. La retta taglia la scala della L nel punto equivalente al valore L cercato.

ESTENSIONE DELLE SCALE

Qualora i valori dati non rientrassero nelle scale ma fossero tutti o in parte equivalenti a 1/100, 1/10, 10, 100 volte i valori indicati nelle scale, basterà riferirsi alla tavola seguente.

	$L = \frac{L_0}{100}$	$L = \frac{L_0}{10}$	$L = L_0$	$L = 10\,L$	$L = 100\,L_0$
$C = \frac{C_0}{100}$	$f = 100 f_0$	$f = f_0\sqrt{1000}$	$f = 10 f_0$	$f = f_0\sqrt{10}$	$f = f_0$
$C = \frac{C_0}{10}$	$f = f_0\sqrt{1000}$	$f = 10 f_0$	$f = f_0\sqrt{10}$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{\sqrt{10}}$
$C = C_0$	$f = 10 f_0$	$f = f_0\sqrt{10}$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{\sqrt{10}}$	$f = \frac{f_0}{10}$
$C = 10\,C_0$	$f = f_0\sqrt{10}$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{\sqrt{10}}$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{\sqrt{1000}}$
$C = 100\,C_0$	$f = f_0$	$f = \frac{f_0}{\sqrt{10}}$	$f = \frac{f_0}{10}$	$f = \frac{f_0}{\sqrt{1000}}$	$f = \frac{f_0}{100}$

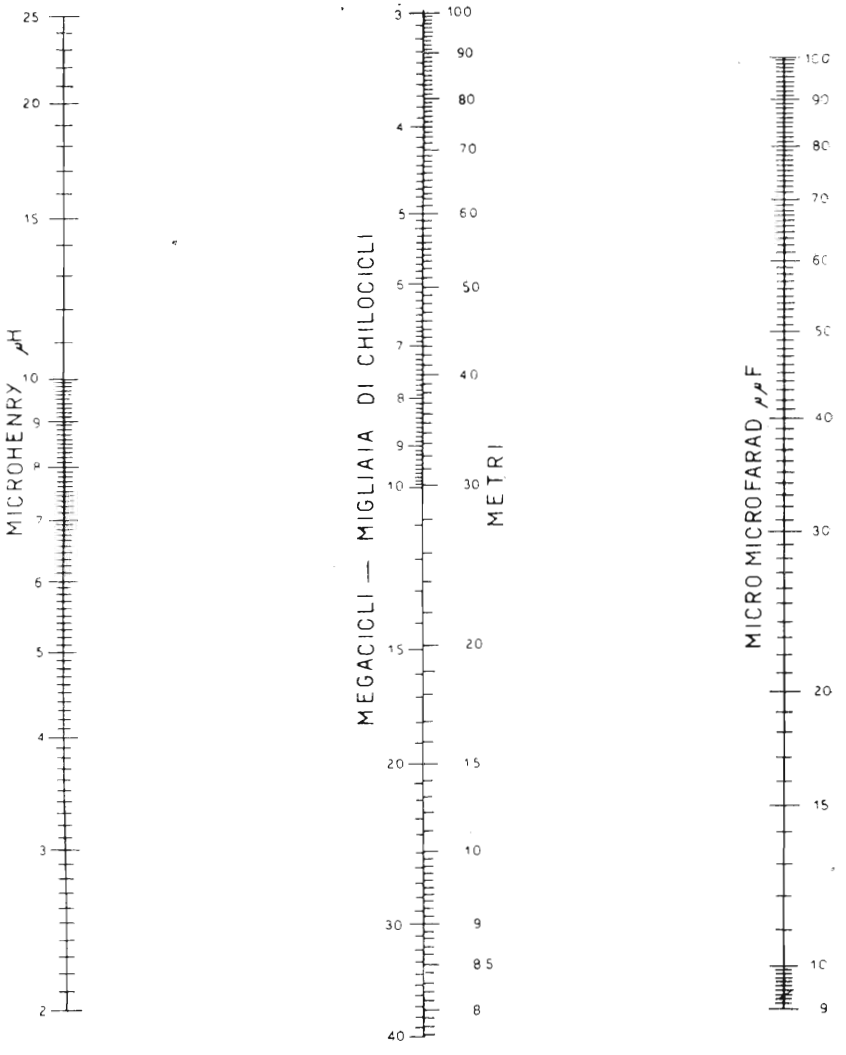
in cui L_0 C_0 e f_0 sono i valori letti sulle colonne dell'abaco; L, C e f sono i valori dati o cercati.

USO DELL'ABACO 6 bis

DETERMINAZIONE DELLA INDUTTANZA, CAPACITA' E FREQUENZA NEI CIRCUITI OSCILLATORI PER ONDE CORTE

Questo abaco è del tutto analogo al precedente, salvo che si riferisce a valori di L, C, ed f che corrispondono alle onde corte.

ABACO N. 6 bis


MICROHENRY μH
MEGACICLI — MIGLIAIA DI CHILOCICLI
METRI
MICROMICROFARAD μμF

USO DELL'ABACO N. 7.

DETERMINAZIONE DELLA ATTENUAZIONE FUORI RISONANZA DI CIRCUITI OSCILLATORI E FILTRI DI BANDA

a) *Noto il coefficiente di sovratensione* (*) *di un circuito oscillatorio. la frequenza di risonanza* (f_o) *e la frequenza alla quale si vuole conoscere l'attenuazione* (f) *trovare l'attenuazione.*

Si calcoli la dissintonia Δf ($\Delta f = |f_o - f|$) indi si esegua la formola $2 \frac{\Delta f}{f_o} Q$. Trovato il valore di questa ed identificato il punto corrispondente sulla base inferiore del grafico, se segua la perpendicolare in tale punto, essa taglierà la curva relativa ad un solo circuito in un punto la cui ordinata (che si legge sul lato verticale a sinistra) misurerà l'attenuazione cercata.

b) *Noti i coefficienti di sovratensione dei due circuiti oscillatori* (*) *costituenti il filtro di banda, il coefficiente di accoppiamento* (f_o) *e la frequenza alla quale si vuole l'attenuazione* (f), *trovare l'attenuazione.*

Si seguono i criteri indicati in (a), il valore da tenere per Q è dato dall'espressione:

$$Q = \sqrt{Q_1 \, Q_2}$$

Si sceglie fra le varie curve relative a due circuiti accoppiati quella che corrisponde al valore del prodotto di K per Q.

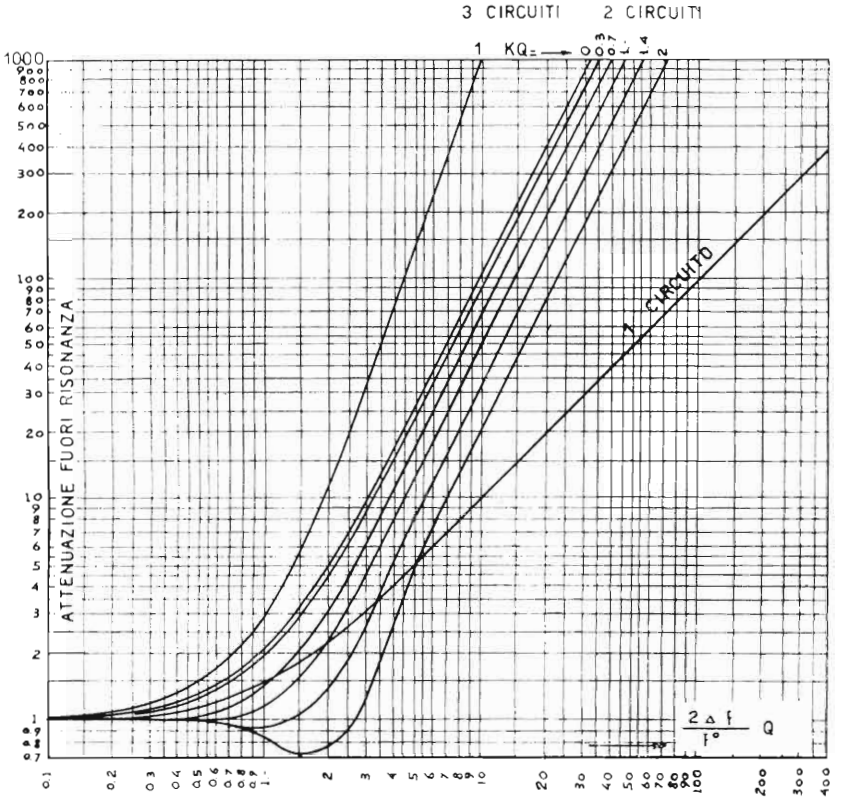
Il punto di incrocio della curva scelta con la verticale passante per il punto identificato sulla base corrispondente a $\frac{2 \Delta f}{f_o}$ ha per ordinata il valore di attenuazione cercato.

c) *Noti i coefficienti di sovratensione dei tre circuiti oscillatori accoppiati* (*) *la frequenza di risonanza comune* (f_o) e la dissintonia (Δf) *trovare l'attenuazione.*

---

*) In pratica il coeff. di sovratensione si identifica col fattore di merito Q della rispettiva bobina, ossia $\omega L/R$.

ABACO N. 7.



$Q = \frac{\omega_0 L}{r}$

K = COEFFICENTE D'ACCOPPIAMENTO

$\Delta f = f - f_0$

f_0 = f DI RISONANZA

f = f FUORI RISONANZA

L = INDUTTANZA IN H

PER GRANDI DISSINTONIE MOLTIPLICARE PER $\left(-\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$ L'ATTENUAZIONE DEL GRAFICO

Si seguono i criteri precedentemente indicati facendo uso della curva del grafico relativa a tre circuiti accoppiati.

Esempio:

Si ha un trasformatore di MF per 470 kHz, i due avvolgimenti a tale frequenza hanno rispettivamente $Q_1 = 130$ e $Q_2 = 150$.

Quale è l'attenuazione offerta dal filtro di banda per una dissintonia di 10 kHz se i due circuiti sono accoppiati al critico?

$$\text{Risposta:} \quad Q = \sqrt{Q_1 Q_2} = 140 \text{ circa}$$

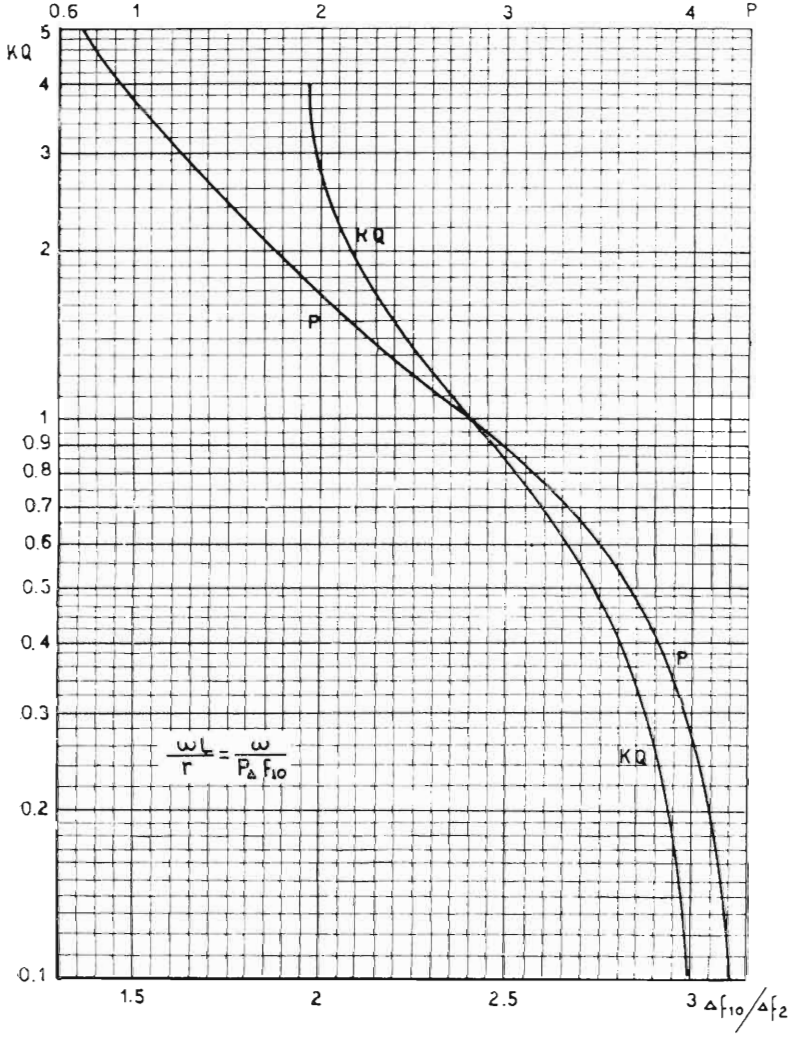
$$\frac{2\Delta f}{f_o} = \frac{20}{470} = 0{,}0425$$

$$\frac{2\Delta f}{f_o} Q = 0{,}0425 \times 140 = 6 \text{ circa.}$$

Per $KQ = 1$ (vedere abaco), l'attenuazione è 17,5. Il fattore di accoppiamento (essendo $KQ = 1$) sarà:

$$K = \frac{1}{Q} = \frac{1}{140} = 0{,}0072$$

ABACO N. 8.


0.6
1
2
3
4
P
KQ
5
4
3
2
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
KQ
P
P
KQ
$\frac{\omega L}{r} = \frac{\omega}{P_\Delta f_{10}}$
1.5
2
2.5
3
$\Delta f_{10}/\Delta f_2$

USO DELL'ABACO N. 8

VERIFICA DELLE CARATTERISTICHE DI FILTRI DI BANDA CON SPECIALE RIFERIMENTO AI TRASFORMATORI DI MF

a) *Noto lo scarto di frequenza* (Δf_{10}) *necessario per ottenere l'attenuazione di* 10 *unità e lo scarto* (Δf_2) *necessario per ottenere l'attenuazione di* 2 *unita, trovare il prodotto del coefficiente di sovratensione medio* (*) *per il fattore di accoppiamento* (KQ).

Si applichi all'ingresso dello stadio (fig. 196) un segnale (preferibilmente debole) e si legga l'indicazione relativa al voltmetro a valvola (v); indi si raddoppi la tensione del segnale e si sposti la frequenza del generatore sino a leggere lo stesso valore primitivo nel voltmetro a valvola (scarto di frequenza Δf_2).

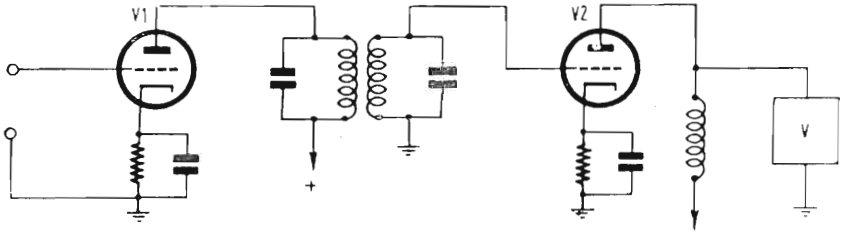


Fig. 196

Si rifaccia l'operazione usando una tensione di segnale pari a 10 volte quella iniziale e si legga lo scarto di frequenza (Δf_{10}) necessario per riportare l'indicazione del voltmetro a valvola al valore iniziale.

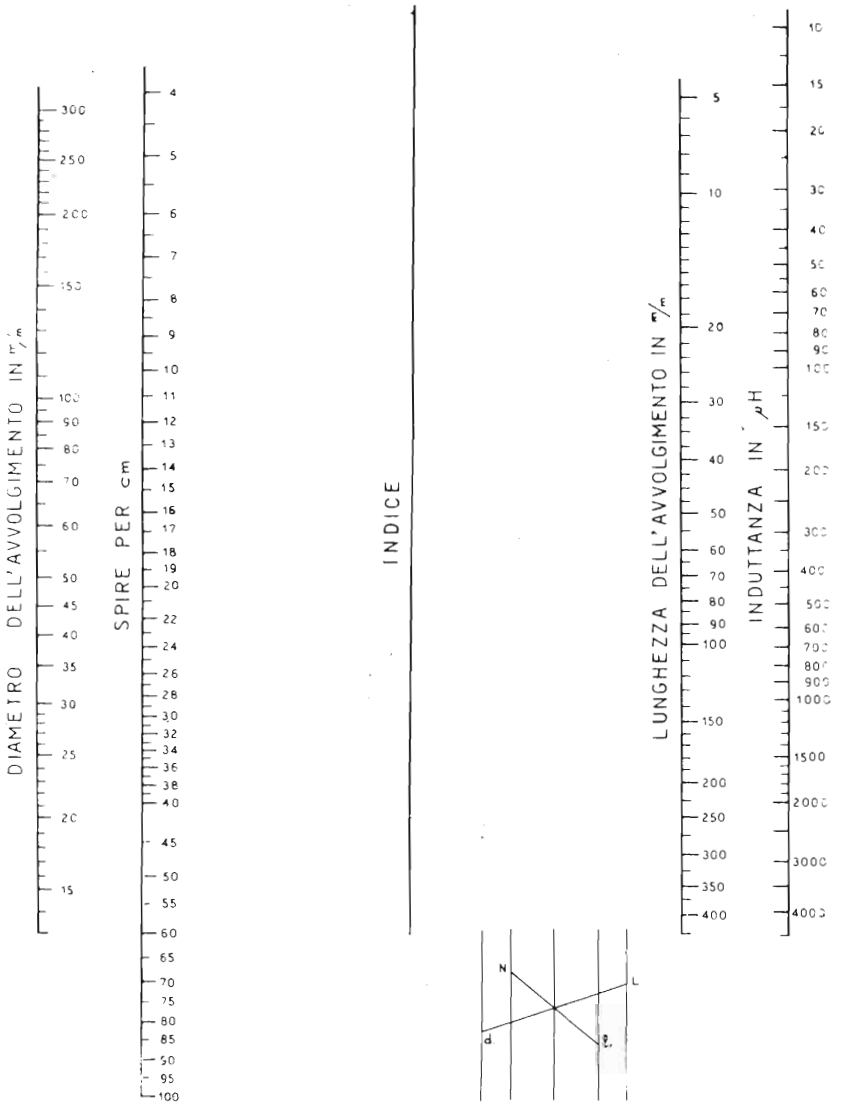
Si divida Δf_{10} per Δf_2, e si cerchi il numero corrispondente al quoziente ottenuto sulla base dell'abaco. La perpendicolare alla base in tale punto taglia la curva KQ in un punto la cui ordinata misura il prodotto KQ (leggere sul lato verticale sinistro).

b) *Noti gli elementi del caso precedente cercare il coefficiente di sovratensione medio* (*).

---

*) In pratica il coefficiente di sovratensione corrisponde al fattore di merito Q delle rispettive bobine.

ABACO N. 9


DIAMETRO DELL'AVVOLGIMENTO IN m/m
300
250
200
150
100
90
80
70
60
50
45
40
35
30
25
20
15
SPIRE PER cm
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
22
24
26
28
30
32
34
36
38
40
45
50
55
60
65
70
75
80
85
90
95
100
INDICE
N
L
d
ℓ
LUNGHEZZA DELL'AVVOLGIMENTO IN m/m
5
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
150
200
250
300
350
400
INDUTTANZA IN μH
10
15
20
30
40
50
60
70
80
90
100
150
200
300
400
500
600
700
800
900
1000
1500
2000
3000
4000

Noto il valore del prodotto KQ, seguire la linea orizzontale che vi corrisponde fino ad incontrare la curva p. In corrispondenza al punto di incrocio lungo la base superiore si legge il valore di p.

Applicando ora l'espressione: $Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{\omega}{p \Delta f_{10}}$ si potrà conoscere il fattore di merito medio delle bobine (tenere presente che il valore che risulterà è minore del reale perchè in parallelo ad uno dei circuiti oscillatori si trova la resistenza interna di (v).

Il coefficiente di accoppiamento K si ha da: $K = \frac{KQ}{Q}$

Nota: - Usare valvole ad alto fattore di amplificazione (pentodi per AF).

Se Q_1 e Q_2 sono i fattori di merito delle due bobine, il fattore di merito medio è dato da: $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$

USO DELL'ABACO N. 9

DETERMINAZIONE DELL'INDUTTANZA, DEL NUMERO DI SPIRE DEL DIAMETRO E DELLA LUNGHEZZA DI UNA BOBINA CILINDRICA (*)

a) *Noto il valore di induttanza, noto il diametro dell'avvolgimento. trovare il numero di spire da avvolgere.*

Si unisca con una retta il punto, dell'ultimo asse a destra, corrispondente al *valore di induttanza* dato con il punto del primo asse a sinistra corrispondente al *diametro dell'avvolgimento.*

Detta linea taglierà l'asse centrale o « indice » in un punto.

Stabilita la *lunghezza* da dare all'avvolgimento (che di solito si tiene da una due a volte il diametro) ed identificato il valore corrispondente sul primo asse a destra dell'indice, si congiunga il punto che vi corrisponde a quello precedentemente trovato sull'indice.

---

*) Il calcolo delle bobine a spirale cilindrica è trattato a pag. 121.

Il prolungamento di questa retta taglierà il secondo asse a sinistra (spire per cm) in un punto al quale corrisponde il numero di *spire da avvolgere per ogni cm* di lunghezza dell'avvolgimento.

Il numero di spire totali da dare all'avvolgimento si ottiene moltiplicando il numero di spire per cm per la lunghezza in cm di questo.

Come si vede, è possibile fare bobine di tutte le lunghezze, purchè si adotti l'adeguato numero di spire per cm (che si trova subito facendo ruotare la retta intorno al punto identificato sull'indice).

b) *Note le caratteristiche costruttive di un avvolgimento, trovarne l'induttanza.*

Contato il numero di spire per cm di lunghezza e identificato il punto che vi corrisponde sul 2° asse a sinistra, si unisca questo con una retta al punto del primo asse a destra corrispondente alla lunghezza dell'avvolgimento.

Detta retta taglierà l'indice in un punto.

Misurato il diametro dell'avvolgimento ed identificato il punto che vi corrisponde (1° asse a sinistra), si unisca questo al punto precedentemente intercettato sull'indice. Il prolungamento di tale linea a destra taglierà l'ultimo asse a destra in un punto al quale corrisponde il valore di induttanza cercato.

c) *Noto il valore di induttanza ed obbligati i valori della lunghezza e del diametro dell'avvolgimento, trovare il numero di spire (procedimento simile a quello descritto in (a).*

Il diametro dell'avvolgimento ed il diametro del filo da usare vengono stabiliti a seconda delle esigenze. In generale si segue il criterio di costruire bobine aventi il fattore di merito (Q) più alto possibile col minimo di dimensioni di ingombro. Ha pure importanza la costanza del Q al variare della frequenza.

Per bobine di trasmissione si tiene conto anche dell'isolamento tra le spire per evitare perdite per effluvio.

Ovviamente il diametro del conduttore in cm è sempre minore del reciproco del numero di spire per cm (quasi uguale quando le spire sono affiancate).

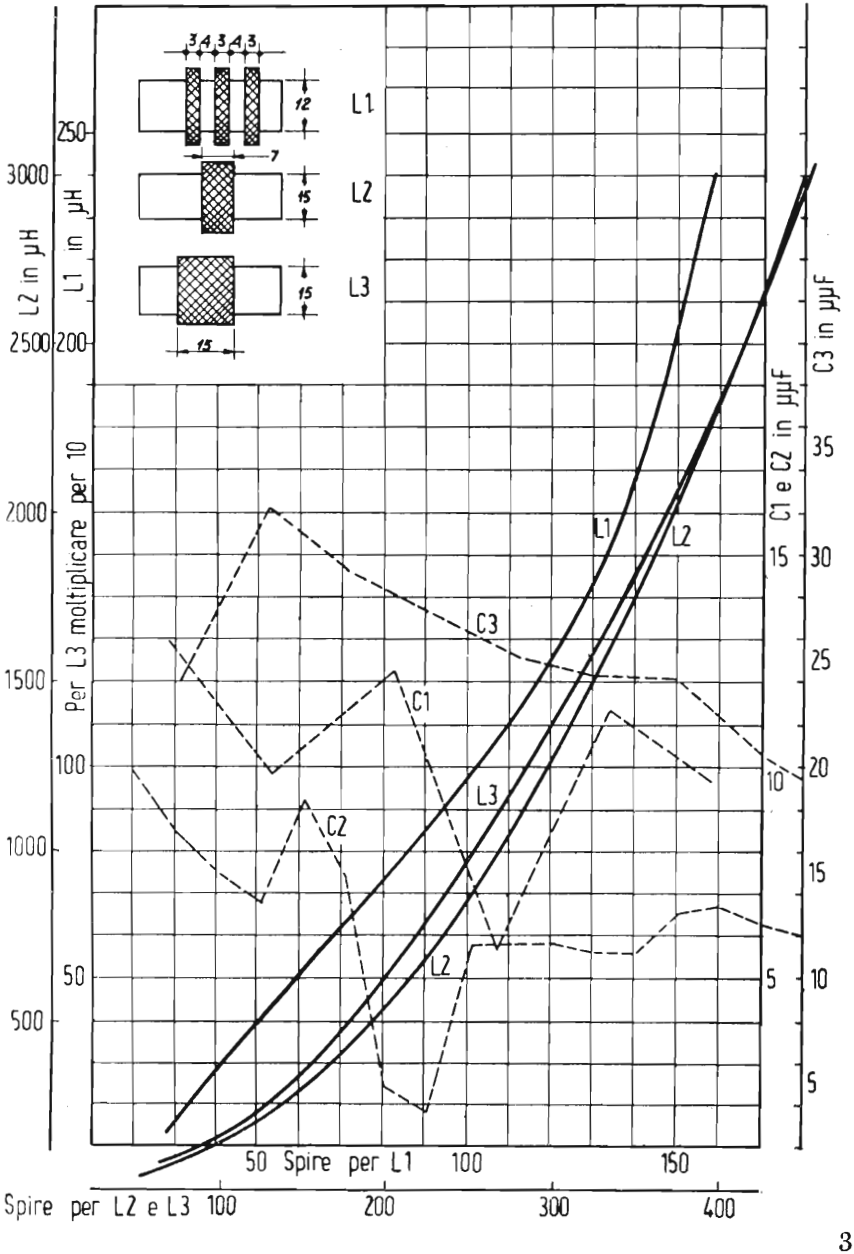
Esempio d'impiego dell'abaco:

Quante spire necessitano per fare su di un tubo di 25 mm un avvolgimento di 200 μH (sintonia onde medie) con lunghezza 30 mm?

R.: Si unisca il punto corr. a 200 μH con quello corrispondente a 25 mm. di diametro. Si unisca il punto corrispondente a 30 mm di lunghezza con quello intercettato sull'indice e si troverà sull'asse delle spire per cm il risultato di: 42 spire per cm. Si moltiplichi per la lunghezza: $42 \times 3 =$

$= 126$ spire. Il *diametro* è: $\frac{1}{42} \cong 0{,}022$ cm.

ABACO N. 10


3 4 3 4 3
12
7
15
15
15
L1
L2
L3
250
200
3000
2500
2000
1500
1000
500
100
50
L2 in μH
L1 in μH
Per L3 moltiplicare per 10
C1 e C2 in μμF
C3 in μμF
35
30
25
20
15
10
5
15
10
5
L1
L2
L3
C1
C2
C3
50 Spire per L1 100
150
Spire per L2 e L3 100
200
300
400

USO DELL'ABACO N. 10.

DETERMINAZIONE DELL'INDUTTANZA E DEL NUMERO DI SPIRE DI BOBINE A NIDO D'APE DI DETERMINATE FORME E DIMENSIONI

a) *Noto il valore dell'induttanza (da* 10 *a* 250 μH); *quante spire sono necessarie per realizzarla mantenendo la forma e le dimensioni della bobina* L_1 ?

Identificato il punto (sull'asse verticale interno di sinistra) che corrisponde al valore di induttanza dato, si segua la linea orizzontale che passa per esso, questa incontrerà la curva L_1 in un punto.

Si segua la verticale passante per tale punto, essa incontrerà la base interna in corrispondenza al numero di spire cercato. La linea punteggiata C_1 dà altresì il valore di capacità propria dell'avvolgimento in funzione del numero di spire (per un tipo di bobine come L_1) sul lato verticale interno destro.

b) *Noto il numero di spire (da* 10 *a* 170) *di una bobina di forma e dimensioni simili alla* L_1 *trovare l'induttanza.*

Il procedimento è l'inverso del precedente, gli assi di riferimento sono gli stessi, la determinazione della capacità propria è immediata (C_1).

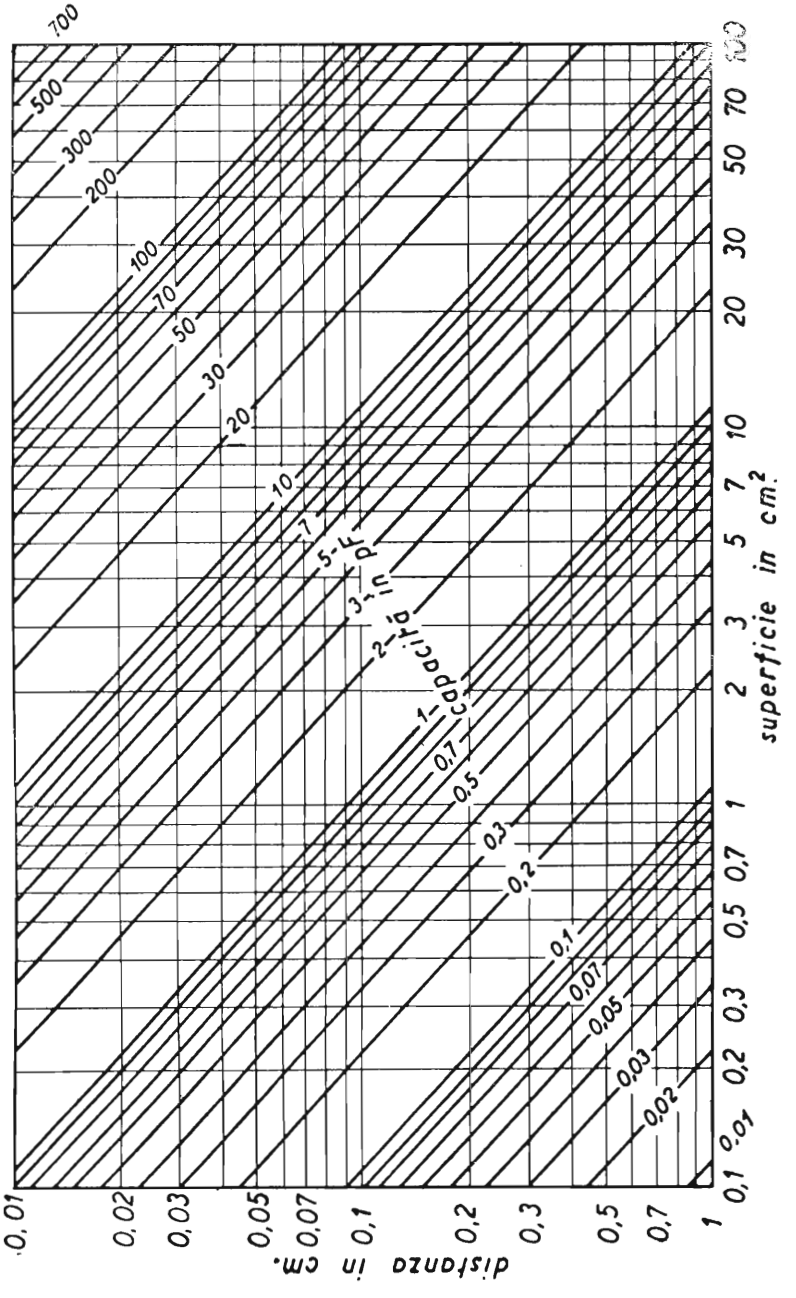
c) *Noto il valore della induttanza (da* 100 *a* 3000 μH); *quante spire sono necessarie per realizzarla mantenendo la forma e le dimensioni della bobina* L_2 ?

Il procedimento è lo stesso descritto in (a), l'asse che interessa è quello verticale esterno a sinistra, la curva è la L_2. La base è quella esterna. La capacità è data dalla punteggiatura C_2 e si legge sul lato verticale interno destro.

d) *Noto il numero di spire (da* 80 *a* 440) *di una bobina di forma e dimensioni simili alla* L_2 *trovare l'induttanza.*

Il procedimento è l'inverso del precedente, gli assi di riferimento sono gli stessi, la determinazione della cap. propria è immediata (C_2).

ABACO N' 11


capacità in cm.
superficie in cm.²
distanza in cm.
0,01
0,02
0,03
0,05
0,07
0,1
0,2
0,3
0,5
0,7
1
2
3
5
7
10
20
30
50
70
100
0,1
0,2
0,3
0,5
0,7
1
2
3
5
7
10
20
30
50
70
100
200
300
500
700
0,01
0,02
0,03
0,05
0,07
0,1
0,2
0,3
0,5
0,7
1
2
3
5
7
10
20
30
50
70
100
200
300
500
700

e) *Noto il valore dell'induttanza (da* 100 *a* 2500 μH); *quante spire sono necessarie per realizzarla mantenendo la forma e le dimensioni della bobina* L_2?

Il procedimento è lo stesso descritto in (a), l'asse che interessa è quello interno a sinistra (i cui valori vanno moltiplicati per 10) la curva è la L_3, la base è quella inferiore esterna. La capacità propria è data dalla punteggiata C_3 e si legge lungo il lato verticale esterno di destra.

f) *Noto il numero di spire (da* 80 *a* 440) *di una bobina di forma e e dimensioni simili a* L_3, *trovare l'induttanza.*

Il procedimento è l'inverso del precedente gli assi di riferimento sono gli stessi, la determinazione della capacità propria è immediata (C_3).

Dati relativi a bobine a nido d'ape già realizzate sono indicate a pag. 132.

I criteri generali di calcolo per bobine a nido d'ape sono indicati a pag. 122.

USO DELL'ABACO N. 11

DETERMINAZIONE DELLA CAPACITA' DI UN CONDENSATORE PIANO

(a) *Capacità di un condensatore costituito da due lamine piane in aria.*

Identificato sulla base il punto corrispondente alla superficie in cm^2 della parte affacciata di una sola armatura e sul lato verticale sinistro il punto corrispondente alla distanza fra le armature in cm, si seguano le linee perpendicolari in tali punti: esse si incontreranno in un punto dell'abaco per il quale passa una linea obliqua.

Il numero che contraddistingue la detta obliqua dà il valore di capacità in pF.

(b) *Capacità di un condensatore a più lamine piane in aria.*

Si considerino dapprima due sole lamine di quelle costituenti il condensatore e si segue il metodo indicato in (a) indi si moltiplichi la capacità per $n - 1$ (in cui n è il numero complessivo di lamine).

(c) *Capacità di un condensatore come in* a) *o in* b) *ma con dielettrico.*

Calcolare la capacità come se il dielettrico non esistesse tenendo come distanza fra le armature lo spessore del dielettrico in cm secondo i criteri esposti in a) e in b) a seconda del numero di lamine.

Moltiplicare poi detta capacità per la costante dielettrica ε ($\varepsilon = 1$ in aria; $\varepsilon > 1$ per le altre sostanze. Per la determinazione di ε vedere pag. 56).

d) *Capacità di un condensatore avvolto a due lamine.*

Calcolata la capacità come se il condensatore fosse costituito da due sole lamine piane, tenendo conto della costante dielettrica del mezzo interposto, si moltiplichi per 2 la capacità.

e) *Nota la capacità e la distanza, trovare la superficie di un condensatore piano a 2 lamine.*

E' questo il caso che ricorre più facilmente in pratica.

Identificata l'obliqua corrispondente alla capacità e la linea orizzontale corrispondente alla distanza fra le armature, nel punto di incrocio di queste si troverà una linea verticale il cui numero dà la superficie necessaria in cm.^{2} di una faccia per ottenere quella capacità.

f) *Nota la capacità e la distanza, trovare la superficie di un condensatore piano a più lamine.*

Si proceda come se il condensatore fosse costituito da 2 sole lamine, indi si divida la superficie ottenuta per $n - 1$ (in cui n è il numero di lamine) si ottiene così la superficie di una faccia di una singola lamina.

g) *Reciprocamente*, se è nota la superficie di una lamina e si vuole conoscere il numero di lamine si imposti la relazione: $n = \frac{S}{s} + 1$.

In cui S è la superficie calcolata come in e); s è la superficie di una lamina; n è il numero di lamine cercato.

h) *Casi come in* e), f) g) h), *nei quali è presente un dielettrico.*

Casi e) ed f): dividere la superficie trovata per ε; caso g): dividere il numero di lamine per ε.

i) *Superficie di una faccia di una armatura di un condensatore avvolto.*

Cercare la superficie con i criteri indicati in e) indi dividere per 2ε in luogo che per ε.

Estensione delle scale.

Se i valori della superficie non rientrano nelle scale, si possono considerare i numeri delle basi come moltiplicati per 10, 100, 1000, ecc.

In tale caso però anche i valori di capacità vanno moltiplicati per 10, per 100, 1000 ecc. *e reciprocamente.*

I valori della distanza generalmente rientrano in quelli della scala indicata sul lato verticale sinistro.

USO DELL'ABACO N. 12

PROFILI DEI CONDENSATORI VARIABILI

L'abaco fornisce direttamente i profili di *condensatori a variazione lineare di lunghezza d'onda, a variazione lineare di frequenza* e a variazione lineare della *percentuale di lunghezza d'onda e di frequenza.*

Le dimensioni da dare alle lamine possono variare in misura notevole però è necessario che il profilo sia riprodotto in ogni caso perfettamente, riportando quello dell'abaco su scala.

Il profilo dei condensatori a variazione lineare di capacità è ovvio, per esso si rimanda a pag. 134.

Nota l'area della faccia di una lamina (A), la capacità totale si calcola con l'espressione:

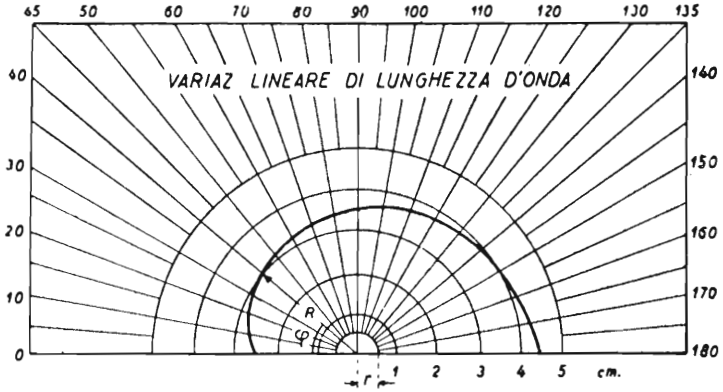
$$C_{tot} = 0{,}177 \frac{A\,(n - 1)}{s - t}$$

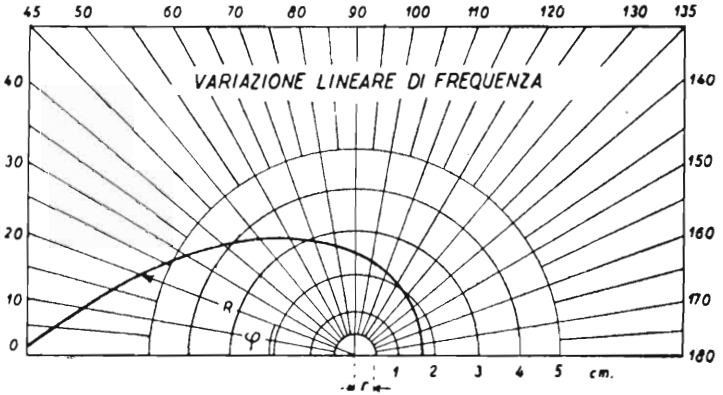
in cui s è la distanza fra due lamine fisse (o due lamine mobili) successive, t è lo spessore di ciascuna lamina; n è il numero totale delle lamine (ossia: fisse + mobili).

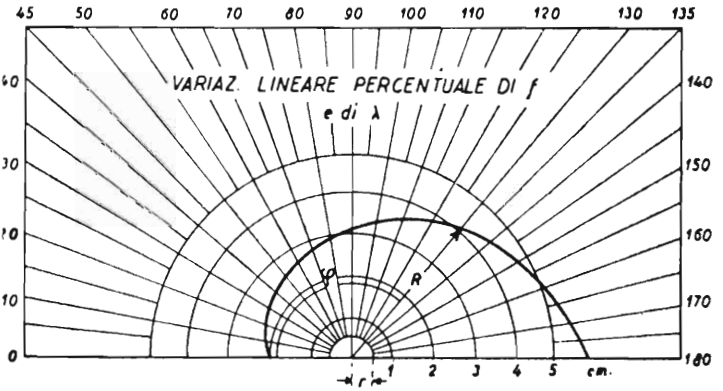
Se invece è nota la capacità totale (C), l'aerea di una lamina (A), la distanza fra le lamine di una stessa armatura (s) e lo spessore di una lamina (t) e si vuol conoscere il numero complessivo delle lamine da montare (n) ci si servirà della espressione:

$$n = 1 + \frac{C\,(s - t)}{0{,}177\,A}$$

ABACO N. 12


VARIAZ LINEARE DI LUNGHEZZA D'ONDA
65 50 60 70 80 90 100 110 120 130 135
40 30 20 10 0
140 150 160 170 180
R
φ
r
1 2 3 4 5 cm.


VARIAZIONE LINEARE DI FREQUENZA
45 50 60 70 80 90 100 110 120 130 135
40 30 20 10 0
140 150 160 170 180
R
φ
r
1 2 3 4 5 cm.


VARIAZ. LINEARE PERCENTUALE DI f
e di λ
45 50 60 70 80 90 100 110 120 130 135
40 30 20 10 0
140 150 160 170 180
φ
R
r
1 2 3 4 5 cm.

USO DELL'ABACO N. 13.

DETERMINAZIONE DELLA ATTENUAZIONE DOVUTA AL CIRCUITO DI ACCOPPIAMENTO A RESISTENZA CAPACITA'

Si voglia conoscere l'attenuazione dovuta al circuito *CR* di accoppiamento (come indicato nell'abaco n. 13).

Identificato il punto corrispondente al valore della resistenza *R* di fuga sull'asse verticale ed il punto corrispondente alla reattanza offerta dal condensatore (*C*) alla frequenza considerata (*) sull'asse verticale centrale, si uniscono tali 2 punti con una retta, questa incontrerà anche un punto dell'asse verticale a destra (indice).

Tracciando da tale punto una retta tangente alla curva che trovasi nella parte alta del grafico, questa incontrerà un nuovo punto sull'asse verticale a sinistra in corrispondenza del quale (graduazione a destra dello stesso asse) si leggerà il rapporto fra la tensione del segnale esistente sulla placca (V_{a1}) e le tensioni del segnale esistente sulla griglia della valvola successiva.

USO DELL'ABACO N 14 (a)

RAPPORTI DI AMPLIFICAZIONE O DI ATTENUAZIONE ESPRESSI IN dB

Determinare il guadagno di potenza di uno stadio amplificatore in cl. B che eroga 28 watt in uscita quando il circuito di griglia è pilotato con 2,2 watt.

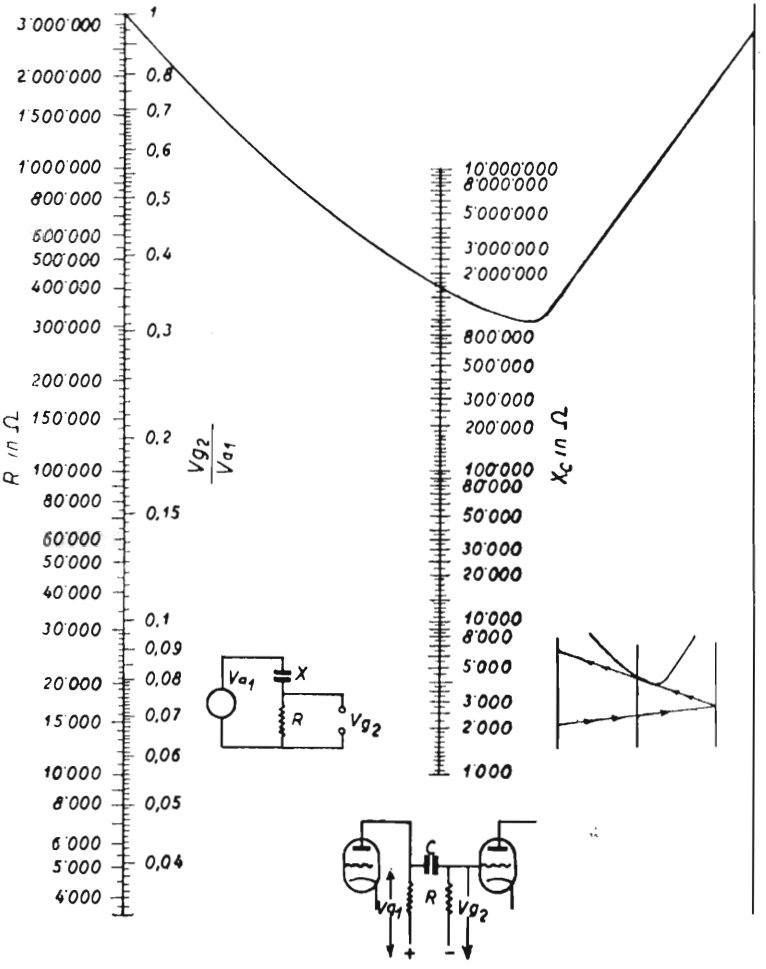
Si farà il rapporto:

$$K = \frac{Wu}{Wi} = \frac{28}{2,2} = 12,8$$

di cui, abaco N. 14 a, si conoscerà immediatamente il valore in dB, ossia 1,1 dB.

1 La reattanza del condensatore si ricava immediatamente con l'uso dell'abaco n. 4.

ABACO N. 13



Attenersi ad un prodotto R x C = 0,0065 corrispondente a $\frac{Va1}{Vg2}$ = 90 ½ per f = 50 Hz. Non superare per R i valori massimi stabiliti dalle case per le rispettive valvole.

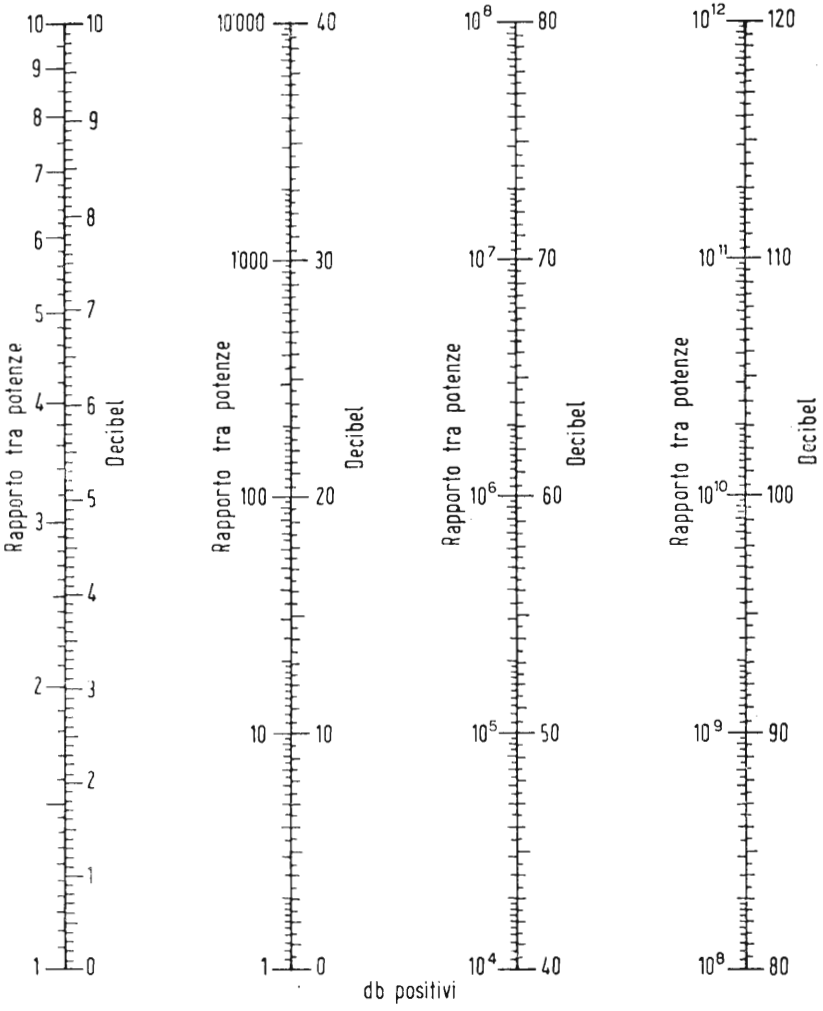
Determinare il guadagno di tensione (ovvero l'amplificazione) *di un amplificatore esprimendolo in decibel.*

Posto che l'amplificatore sia costruito per funzionare con una determinata impedenza d'uscita (R). Si disponga in parallelo a questa un voltmetro per corrente alternata. La tensione del segnale all'ingresso che dovrà essere valutabile (per esempio fornendola all'amplificatore attraverso ad un attenuatore tarato) dovrà essere portata ad un valore per cui in uscita si abbiano 50 mW.

Perchè in uscita si abbiamo 50 mW, si dovrà leggere una tensione di uscita pari a $\mathbf{V_u = 0{,}223 \sqrt{R}}$ in cui R è la resistenza di carico della valvola finale.

Se V_i è la tensione di ingresso necessaria per ottenere la predetta tensione di uscita, l'amplificazione di tensione sarà espressa da: $A = \frac{V_u}{V_i}$. Noto A, l'abaco consente di ricavarne il valore in dB, basterà leggere in corrispondenza di A il valore in dB e moltiplicarlo per due.

ABACO N. 14 (a)


Rapporto tra potenze
Decibel
10 9 8 7 6 5 4 3 2 1
10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 0
10'000 1000 100 10 1
40 30 20 10 0
10^8 10^7 10^6 10^5 10^4
80 70 60 50 40
10^{12} 10^{11} 10^{10} 10^9 10^8
120 110 100 90 80
db positivi

DETERMINARE L'ATTENUAZIONE DI UN FILTRO IN dB. (ABACO 14 b)

Si chiuda un filtro su di una resistenza d'uscita prossima al valore dell'impedenza iterativa ossia a $\sqrt{Z_1 Z_2}$ (vedere *filtri*) e si inserisca il segnale di ingresso (posto che il generatore abbia resistenza molto bassa) attraverso ad una resistenza dello stesso valore di quella di uscita.

Si inserisca il voltmetro a valvola per c. a., all'ingresso del filtro ove si leggerà una tensione V_i indi si inserisca il voltmetro a valvola all'uscita del filtro ove si leggerà una tensione V_u.

Il rapporto $\frac{V_u}{V_i}$ sarà certamente minore di uno.

Anche in questo caso è facile trovare sull'abaco il valore dell'attenuazione in dB, esso sarà ovviamente espresso da un numero negativo e trattandosi di rapporto fra tensioni andrà moltiplicato per due.

Si tenga sempre presente che l'abaco si riferisce a rapporti fra potenze e che, quando si disponga invece del rapporto fra tensioni oppure fra intensità, il numero che vi corrisponde sulla scala dei dB. va moltiplicato per due.

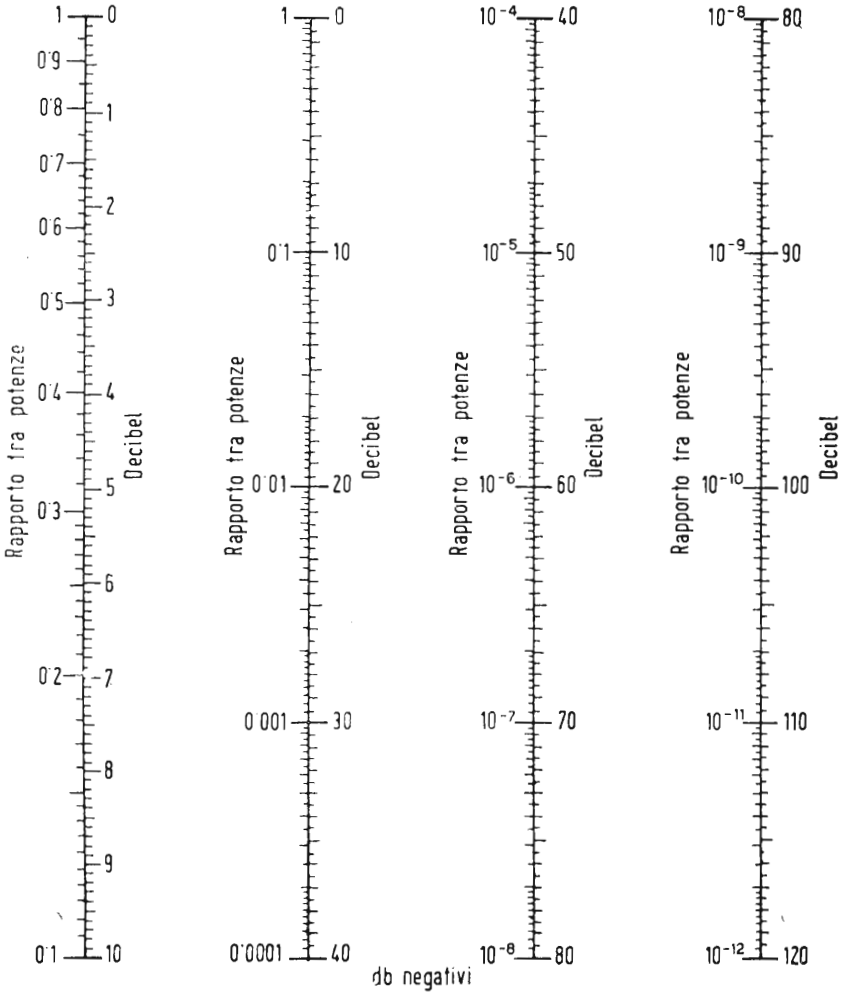
CARATTERISTICHE DI NUCLEI LAMELLARI

I lamierini di cui vengono qui di seguito date le caratteristiche sono tra i tipi più comuni in uso sul nostro mercato.

La distinzione principale è fatta in rapporto ai tenori di silicio e di carbonio. Per ognuno dei tipi la cui costituzione risulta dalla tabella seguente vengono specificate con altre tabelle e curve (a pag. 353 e segg.) le varie proprietà e caratteristiche di funzionamento.

N. d'ordine	Costituzione	Tenore di C%	Tenore di Si%	Durezza (Scala Rockwell)
1	Ferro extra dolce ricotto al carbonio	0,12	—	59
2	Ferro a basso tenore di Si	0,04	0,72	60
3	Ferro a medio tenore di Si	0,03	1,88	66
4	Ferro a medio tenore di Si	0,04	3,80	85
5	Ferro ad alto tenore di Si	0,08	3,92	87
6	Ferro speciale ad alto tenore di Si	0,04	3,61	90

ABACO N. 14 (b)


Rapporto tra potenze
Decibel
1 0
0·9
0·8 1
0·7
0·6 2
0·5 3
0·4 4
0·3 5
6
0·2 7
8
9
0·1 10
Rapporto tra potenze
Decibel
1 0
0·1 10
0·01 20
0·001 30
0·0001 40
db negativi
Rapporto tra potenze
Decibel
10⁻⁴ 40
10⁻⁵ 50
10⁻⁶ 60
10⁻⁷ 70
10⁻⁸ 80
Rapporto tra potenze
Decibel
10⁻⁸ 80
10⁻⁹ 90
10⁻¹⁰ 100
10⁻¹¹ 110
10⁻¹² 120

USO DELL'ABACO N. 15.

CURVE DI MAGNETIZZAZIONE

Si riferiscono a nuclei costituiti con i materiali le cui caratteristiche sono indicate a pag. 350.

Sulle ordinate a sinistra sono indicati i valori della induzione B nel ferro espressa in gauss. Sulle ascisse invece sono segnati i valori di intensità H nel campo magnetizzante in aria espresso pure in gauss.

Sulle ordinate *a destra* del grafico sono indicati i valori di permeabilità riferentisi alle curve μ_1, μ_2, μ_3, ecc. in relazione ai valori del campo magnetizzante H.

Da tali grafici si può rilevare che l'induzione nel nucleo sale molto rapidamente all'inizio, per valori piccoli del campo magnetizzante, poi continua a crescere ma in rapporto vieppiù minore (a saturazione le curve B_1 B_2 B_3 ecc. diventano parallele alla base).

La permeabilità è massima per piccoli valori di H (circa 8500 per il materiale 4) indi decresce rapidamente al crescere di H e quindi di B. (A saturazione anche queste curve divengono orizzontali).

APPLICAZIONI

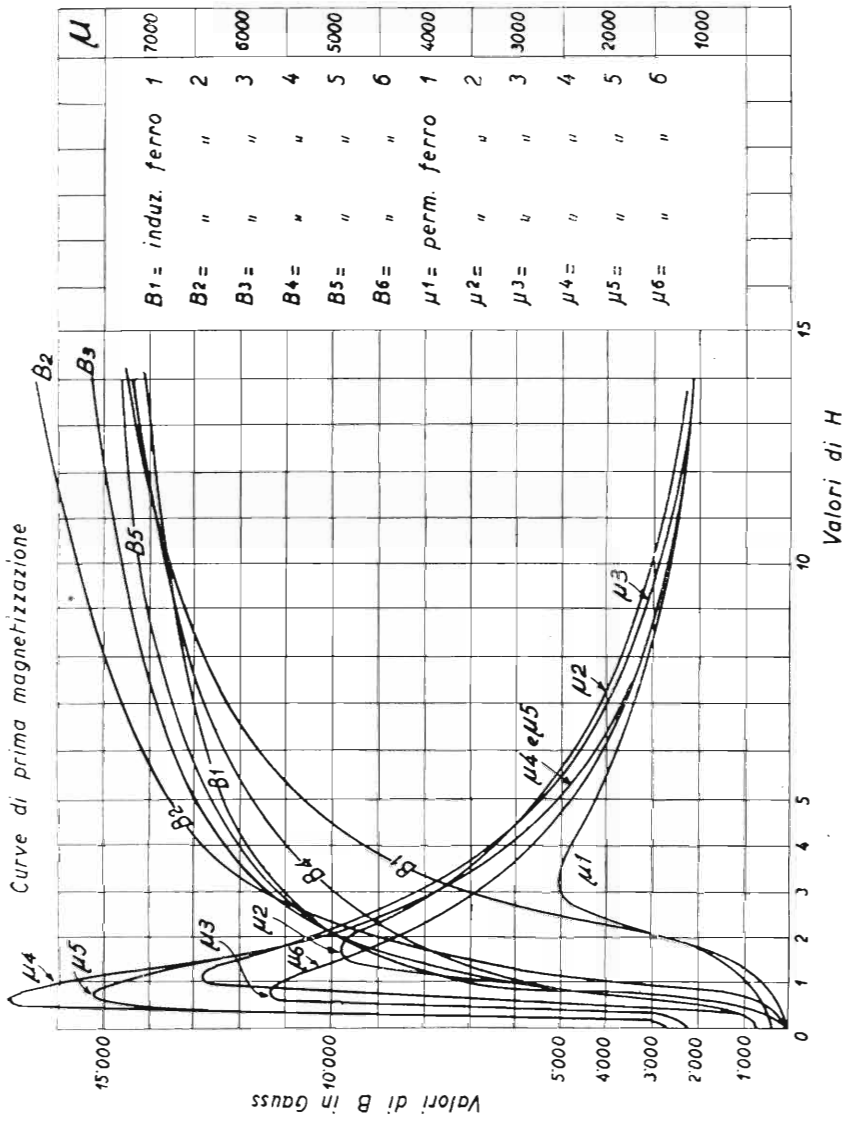
Noto il valore del campo magnetizzante H (*maxwell per cm*^{2}) *trovare il valore di induzione a cui da luogo in un nucleo di dato materiale.*

Letto sulla base il valore di H dato, seguire la verticale passante per tale punto sino ad incontrare la curva *B* con indice corrispondente al materiale in oggetto (v. pag. 350) indi seguire l'orizzontale passante per l'intersezione e leggere sul lato sinistro il valore di B cercato. L'intersezione della stessa verticale con una curva μ avente l'indice del materiale in oggetto permette di leggere a destra *il valore di permeabilita* di quel nucleo con quei valori di H e di B.

Noto il valore di induzione B (*gauss*) *trovare la permeabilita che offre un nucleo di dato materiale in quelle condizioni.*

Identificato sul lato verticale sinistro il valore corrispondente a *B* si segue l'orizzontale sino a che questa incontra la curva *B* con indice cor-

ABACO N. 15


Curve di prima magnetizzazione
Valori di B in Gauss
Valori di H
B1 = induz. ferro 1
B2 = " " 2
B3 = " " 3
B4 = " " 4
B5 = " " 5
B6 = " " 6
μ1 = perm. ferro 1
μ2 = " " 2
μ3 = " " 3
μ4 = " " 4
μ5 = " " 5
μ6 = " " 6
μ
7000
6000
5000
4000
3000
2000
1000
15'000
10'000
5'000
4'000
3'000
2'000
1'000
0
1
2
3
4
5
10
15
B1
B2
B3
B4
B5
B6
μ1
μ2
μ3
μ4
μ5
μ6
μ4 e μ5

rispondente al materiale dato (pag. 350). La perpendicolare a tale punto taglia la base in corrispondenza ad un valore H che è quello del campo magnetizzante agente.

Detta perpendicolare taglia anche la curva *p* (con indice corrispondente al materiale dato) in un punto. Se si segue l'orizzontale passante per tale punto, si legge sul lato verticale destro il valore di permeabilità cercato.

USO DELL'ABACO N. 16

PERDITE PER ISTERESI A 50 Hz.

Le perdite per isteresi riferite a nuclei realizzati con i materiali predetti si possono desumere facilmente con l'abaco n. 16.

Noto il valore della induzione B (in gauss) a cui è sottoposto il nucleo, si identifica sulla base il punto che vi corrisponde, indi si segue la verticale passante per quel punto che taglierà la curva il cui numero d'ordine corrisponde al materiale (v. pag. 350) in un altro punto in corrispondenza del quale si leggerà sui lati verticali del grafico il valore di perdita cercato, espresso in watt (dissipato in calore) per ogni kg di nucleo.

La potenza dissipata per isteresi dal nucleo si ottiene moltiplicando il valore trovato per il peso del nucleo in kg.

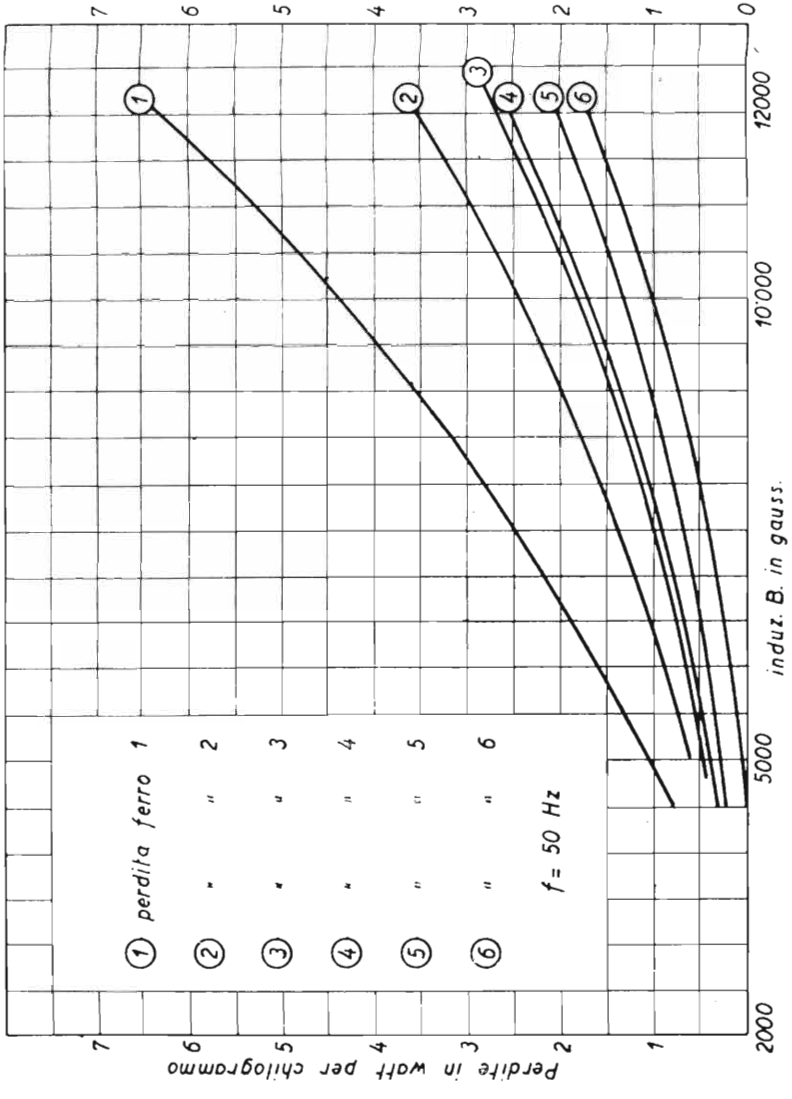
I dati dell'abaco si riferiscono ad una frequenza di 50 Hz; se la frequenza fosse 42 Hz, i valori trovati vanno divisi per 1,25.

USO DELLA TABELLA PER LA DETERMINAZIONE DELLA PERMEABILITA' INCREMENTALE (a pag. 356)

Nei nuclei che sono percorsi contemporaneamente da un flusso continuo e da uno alternato (come nelle impedenze di filtro od accoppiamento, nei trasformatori intervalvolari e d'uscita non in controfase), i cicli di isteresi non sono simmetrici.

Nelle tabelle, ciascuna delle quali si riferisce ad uno dei tipi di materiale la cui caratteristiche sono date a pag. 350, nella seconda colonna

ABACO N. 16


perdita ferro 1
" 2
" 3
" 4
" 5
" 6
f = 50 Hz
Perdite in watt per chilogrammo
induz. B. in gauss.
2000
5000
10000
12000
0
1
2
3
4
5
6
7

viene dato il valore del campo magnetizzante continuo H_0 (in maxwell per cm²); nella prima colonna il valore del flusso di induzione B_0 continuo che vi corrisponde (in gauss). Nelle colonne successive ognuna delle quali si riferisce ad un dato valore di flusso alternato $B\sim$ indicato in testa, sono indicati i valori di permeabilità incrementale.

PERMEABILITA' INCREMENTALE (a)

MATERIALE (1)

B_0	H_0	Linee per cm²			
		30	300	1000	3000
0	0	230	350	600	1.100
160	0,5	200	280	450	900
335	1	170	230	340	590
2.770	2	140	190	270	480
10.700	5	100	125	170	260
13.600	10	70	80	90	150

MATERIALE (2)

0	0	350	550	1.050	2.600
400	0,5	235	370	600	1.200
3.800	1	195	280	450	800
9.400	2	150	220	350	650
13.600	5	80	110	160	240
15.600	10	50	70	85	120

MATERIALE (3)

0	0	600	1.050	1.800	3.100
1.340	0,5	370	620	1.000	1.800
6.400	1	300	440	700	1.250
10.000	2	240	330	500	800
13100	5	130	170	230	320
14.550	10	80	85	110	160

MATERIALE (4)

B_0	H_0	Linee per cm²			
		30	300	1000	3000
0	0	1.500	2.000	2.800	4.900
6.300	0,5	600	900	1.300	2.300
7.500	1	430	650	950	1.500
9.950	2	300	400	540	800
12.400	5	130	155	200	320
13.600	10	65	75	100	160

MATERIALE (5)

0	0	1.000	1.600	2.500	4.000
3.700	0,5	700	960	1.500	2.400
7.200	1	590	750	1.100	2.700
9.980	2	390	520	730	1.050
12.700	5	170	220	280	380
14.200	10	80	100	130	185

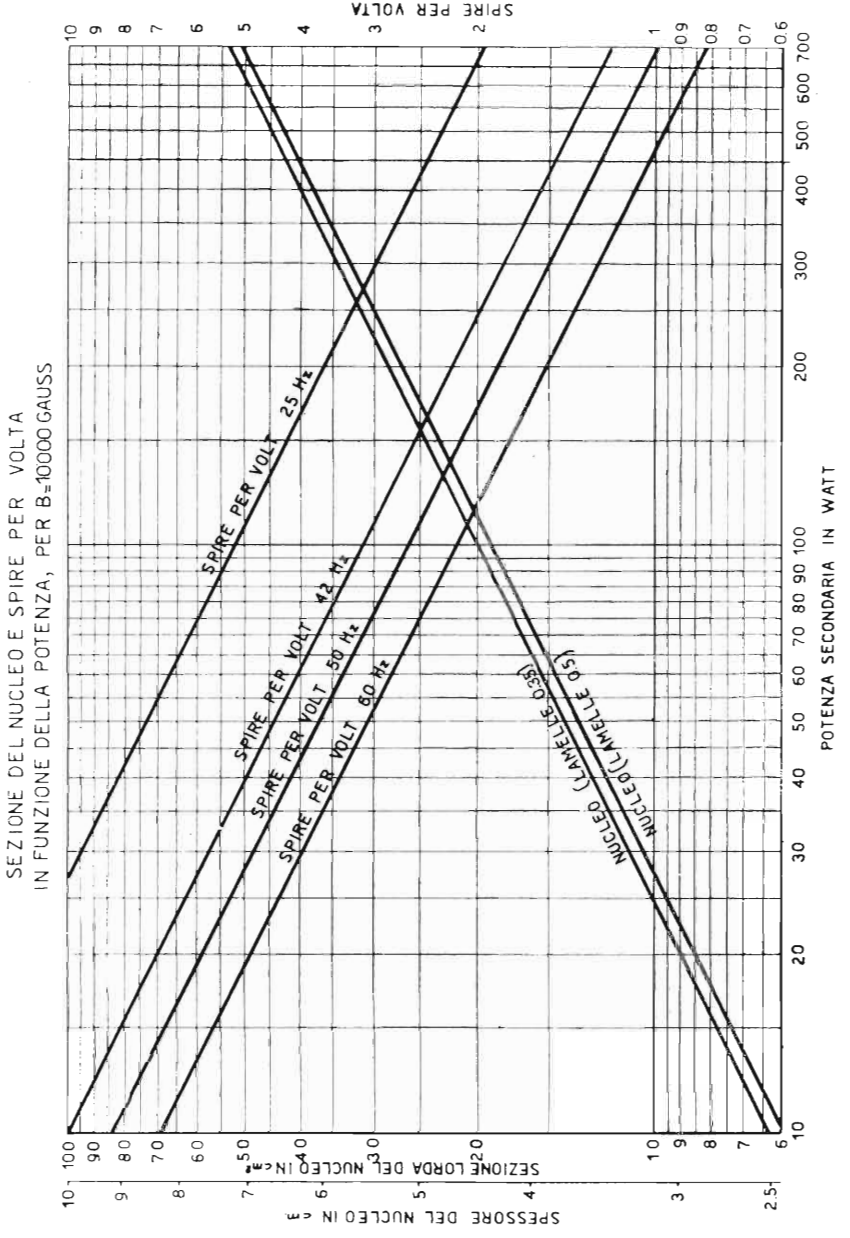
MATERIALE (6)

0	0	900	1.500	2.400	4.000
1.840	0,5	580	880	1.350	2.300
5.400	1	500	740	1.100	1.700
8.400	2	430	550	760	1.100
11.800	5	220	280	350	480
13.700	10	110	130	160	230

La permeabilità incrementale è data da $\frac{\Delta B}{\Delta H}$.

Comunemente l'induzione massima a cui si deve sottoporre il nucleo si aggira sui 12000 gauss.

ABACO N. 17


SEZIONE DEL NUCLEO E SPIRE PER VOLTA
IN FUNZIONE DELLA POTENZA, PER B=10000 GAUSS
SPIRE PER VOLTA
SPIRE PER VOLT 25 Hz
SPIRE PER VOLT 42 Hz
SPIRE PER VOLT 50 Hz
SPIRE PER VOLT 60 Hz
NUCLEO (LAMELLE 0,35)
NUCLEO (LAMELLE 0,5)
POTENZA SECONDARIA IN WATT
SEZIONE LORDA DEL NUCLEO IN cm²
SPESSORE DEL NUCLEO IN cm

USO DELL'ABACO N. 17.

DETERMINAZIONE DEL NUMERO DI SPIRE PER VOLT NEI TRASFORMATORI E DELLA SEZIONE DEL NUCLEO.

Questo abaco, creato per soddisfare le esigenze pratiche, si riferisce al tipo medio di lamierini contenente il 4% di silicio funzionanti con valore di induzione prossimi ai 10.000 gauss.

Calcolati i valori di potenza richiesti dai singoli avvolgimenti secondari, si sommano e si trova così la potenza complessiva secondaria.

Identificato sulla base il punto corrispondente alla detta potenza si innalzi da esso la perpendicolare alla base ossia la verticale.

Questa incontrerà la linea obliqua relativa al nucleo in un punto in corrispondenza del quale, *sul lato verticale sinistro si leggera il numero di cm² relativi alla superficie della sezione retta della colonna centrale.*

Detta superficie è già comprensiva degli ingombri dovuti allo strato di carta che isola le lamelle l'una dall'altra.

Le oblique inerenti i nuclei sono 2 e si riferiscono rispettivamente a lamelle di 0,5 mm e 0,35 mm di spessore netto.

La stessa linea verticale incontra le linee oblique relative al numero di spire per volt.

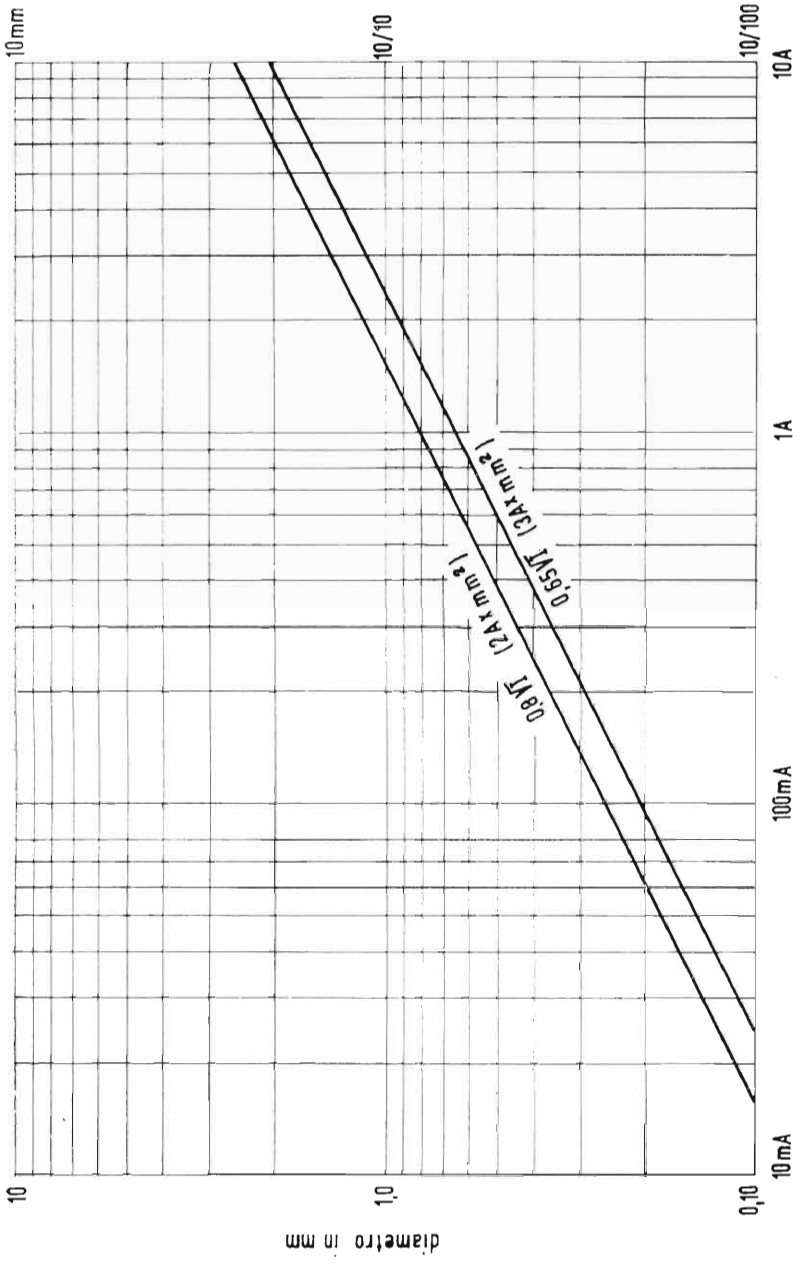
Queste sono quattro e si riferiscono a 4 diversi valori di frequenza ossia a: 25 Hz, 42 Hz, 50 Hz e 60 Hz.

Stabilita l'obliqua corrispondente alla frequenza della propria rete, in corrispondenza del punto di incrocio di questa con la predetta verticale, sul *lato destro, si leggerà quante spire è necessario avvolgere per ogni volt di tensione primaria.*

Il numero complessivo delle spire primarie si ha ovviamente moltiplicando quello così trovato per quello dei volt relativi alla tensione applicata al primario stesso.

Le spire secondarie si calcolano con metodo analogo, ma per esse si deve tenere un numero leggermente diverso di spire per volt, esso si ricava moltiplicando quello relativo al primario per 1,1 se il trasformatore è meno di 50 W e per 1,05 se è di oltre 50 W.

ABACO N. 17bis



USO DELL'ABACO N. 17 bis

DETERMINAZIONE DEL DIAMETRO DEI CONDUTTORI DI RAME DA AVVOLGERE IN FUNZIONE DELL'INTENSITA'

Questo abaco risulta dall'applicazione delle formole: $D = 0.8 \sqrt{I}$ e $D = 0{,}65 \sqrt{I}$.

Scelto sulla base il punto corrispondente all'intensità data, si seguirà la verticale fino ad incontrare le oblique. In corrispondenza al punto di incrocio, snl lati verticali, si leggeranno i diametri che dovranno essere assegnati al conduttore. I punti dell'obliqua inferiore corrispondono a criteri di economia e a densità di 3A per mm^2.

USO DELL'ABACO N. 18.

DETERMINAZIONE DELLE COSTANTI DEI CIRCUITI OSCILLATORI DELLO STADIO CONVERTITORE PER ONDE MEDIE E MEDIA FREQUENZA COMPRESA FRA 100 E 500 kHz

Preliminari.

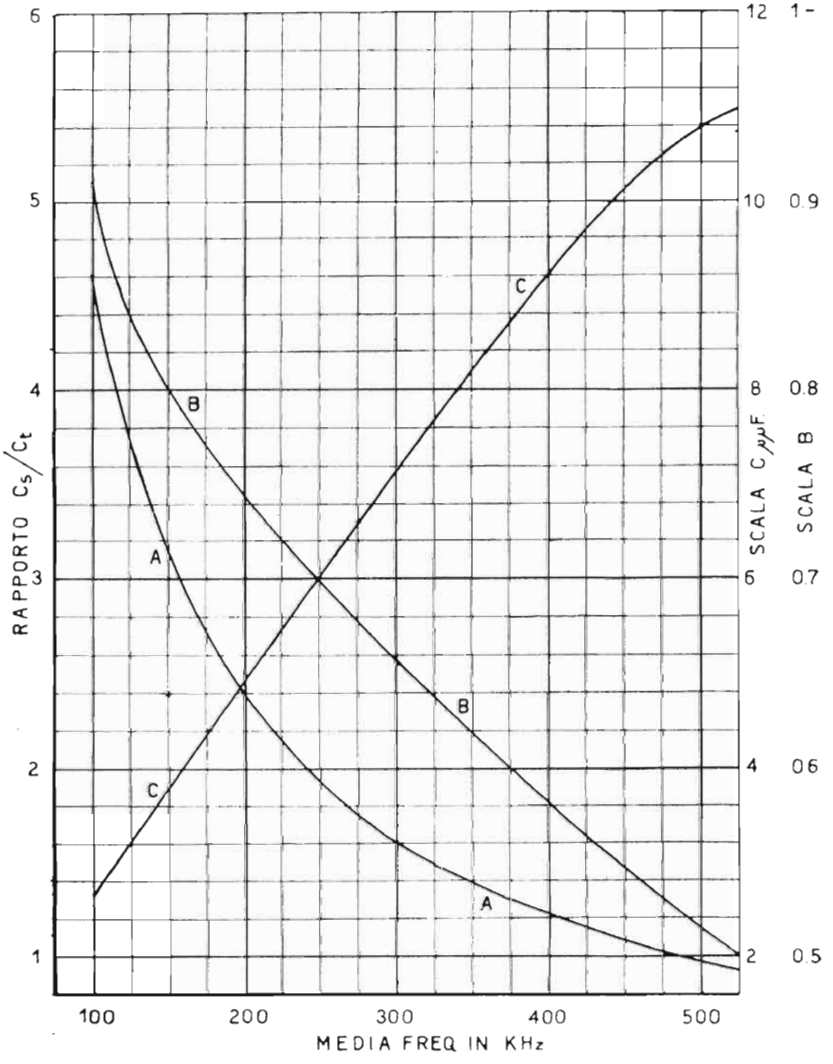
Noti i valori di capacità massima (C_{max}) e minima (C_{min}), del condensatore variabile a disposizione si deve prima calcolare il valore che si deve assegnare al compensatore ed all'induttanza del circuito d'ingresso (rispettivamente C_c e L).

Se f_1 ed f_2 sono le due frequenze estreme della banda ($f_2 > f_1$). C_c si può ricavare dall'espressione:

$$C_c = \frac{C_{max} - \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 C_{min}}{\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 - 1}$$

La capacità minima d'accordo risulta cosi essere $C_o = C_c - C_{min}$ e la capacità massima d'accordo: $C_t = C_{max} + C_c$.

ABACO N. 18


RAPPORTO C_s/C_t
SCALA C μF
SCALA B
MEDIA FREQ IN KHz
A
B
C
1
2
3
4
5
6
2
4
6
8
10
12
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
100
200
300
400
500

Essendo note la frequenza minima della banda e la capacità massima C_t si potrà facilmente ricavare il valore di induttanza:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_t} \quad \text{ossia} \quad L = \frac{25330}{f_1^2 C_t} \text{ (in } \mu\text{H) con } f_1 \text{ in MHz.}$$

Noti così i valori di L_1, della capacità massima del variabile C_{max} e quella del compensatore C_c si può passare all'uso del grafico.

Stabilito il valore della media frequenza (base dell'abaco) si troverà il punto di intersezione fra la verticale corrispondente e la curva A.

Sulla scala verticale a sinistra si leggerà un numero che dà il rapporto fra la capacità complessiva del circuito di accordo C_t e la capacità da assegnare al condensatore-serie (o padding) C_s.

La capacità del condensatore serie è data da C_t moltiplicata per il numero così trovato.

Il valore di induttanza della bobina L' per il circuito di accordo dell'oscillatore locale si ha moltiplicando per il numero che si legge sulla scala B verticale a destra (tracciando l'orizzontale dal punto della curva B corrispondente alla media frequenza data) l'induttanza del circuito di entrata.

La capacità del compensatore C'_c da mettere in parallelo al condensatore variabile di accordo *dell'oscillatore locale* si ha aggiungendo al valore della capacità minima C_o del circuito di ingresso tanti pF quanti ne sono indicati dalla scala C verticale a destra nel punto di intersezione con la orizzontale passante per il punto corrispondente alla media frequenza data sulla curva C.

Fig. 197

ANALISI GRAFICA DEL CONTENUTO DI ARMONICHE

E' noto che la corrente alternata ad andamento non sinoidale può considerarsi costituita dalla sovrapposizione di più correnti armoniche alla fondamentale.

Per misurare il contenuto di armoniche viene comunenente usato uno strumento detto « analizzatore di armoniche » o « distorsiometro » generalmente basato sulla risonanza di circuiti oscillanti.

Esiste però un procedimento che permette una buona valutazione del contenuto di armoniche con l'uso dell'oscillografo e presenta quindi il vantaggio di non richiedere uno strumento speciale non sempre adattabile alle frequenze che si vogliono analizzare.

Rilevata la forma esatta dell'onda a mezzo dell'oscillografo (es. ricalcando su carta trasparente appoggiata al tubo l'immagine oscilloscopica), si divida la figura ottenuta, per una lunghezza corrispondente ad un periodo preciso, in 12 parti esatte. Si tenga presente l'opportunità di non far coincidere i punti 6 e 12 con l'inizio e fine del periodo e di far possibilmente corrispondere le suddivisioni alle principali anomalie dell'onda da esaminare.

Si tracciano ora in ciascun punto le verticali sino ad incontrare la curva rilevandone la lunghezza ed anteponendo il segno + o — a seconda che esse cadano sopra o sotto la base.

I valori trovati verranno sommati o sottratti fra loro algebricamente secondo lo specchietto seguente. Si tenga presente che i numeri scritti dopo il segno di uguaglianza non sono i valori misurati, bensì i numeri d'ordine dei segmenti verticali costruiti in ciascun punto.

Per la determinazione dei valori dei coefficienti a, b, c, d,... si dovranno perciò sostituire ai numeri: 0, 1, 2,... 11, i valori di lunghezza dei segmenti verticali corrispondenti. Si ha dunque:

$a = 0 + 6$

$b = 1 + 5 + 7 + 11$

$c = 2 + 4 + 8 + 10$

$d = 3 + 9$

$e = 1 + 5 - 7 - 11$

$f = 2 + 4 - 8 - 10$

$g = 3 - 9$

$h = 0 + 2 + 4 + 6 + 8 + 10$

$i = 1 + 3 + 5 + 7 + 9 + 11$

$j = 0 - 6$

$k = 1 + 11 - 5 - 7$

$l = 2 + 10 - 4 - 8$

$m = 1 + 7 - 5 - 11$

$n = 2 + 8 - 4 - 10$

$p = 1 + 5 + 9 - 3 - 7 - 11$

$q = 0 + 4 + 8 - 2 - 6 - 10$

Trovati in tale modo i valori di: a, b, c, d,... q, positivi o negativi, si calcolino ora i coefficienti dell'equazione dell'onda della serie di Fourier A_0, A_1, A_2, A_3, A_4. A_5, B_1, B_2, ... B_6, mediante le formole seguenti:

$$A_0 = \frac{h + i}{12} \qquad B_1 = \frac{j + 0{,}866\, k + 0{,}5\, l}{6}$$

$$A_1 = \frac{0{,}5\,e + 0{,}866\,f + g}{6} \qquad B_2 = \frac{a + 0{,}5\,b - 0{,}5\,c - d}{6}$$

$$A_2 = \frac{0{,}866\,(m + n)}{6} \qquad B_3 = \frac{q}{6}$$

$$A_3 = \frac{p}{6} \qquad B_4 = \frac{a - 0{,}5\,b - 0{,}5\,c + d}{6}$$

$$A_4 = \frac{0{,}866\,(m - n)}{6} \qquad B_5 = \frac{j - 0{,}866\,k + 0{,}5\,l}{6}$$

$$A_5 = \frac{0{,}5\,e - 0{,}866\,f + g}{6} \qquad B_6 = \frac{h - i}{12}$$

Stabiliti così i valori dei coefficienti A_0, A_1, ... B_6 si possono ricavare i valori delle armoniche di dato ordine in per cento. La distorsione per 2ª armoniche è data ad esempio da:

$$\text{II}^{\circ}\ \text{armonica} = \frac{A_2^2 + B_2^2}{A_1^2 + B_1^2} \times 100$$

La distorsione dovuta alla 3ª armonica si ottiene sostituendo nella formula precedente A_3 e B_3 ad A_2 e B_2. Cosi la percentuale di 5ª armonica si ha sostituendo A_5 e B_5 ad A_2 e B_2 e cosi via.

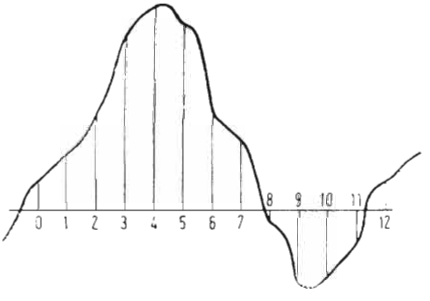


Fig. 198

La percentuale complessiva di armoniche sino alla 6ª si ottiene facendo la somma dei quadrati di A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, B_2, B_4, B_5, e B_6, dividendola per $A_1^2 + B_1^2$, estraendo la radice quadrata e moltiplicando per 100 (1).

1) Da " Memento Tungsrami ".

Resistenza equivalente di fruscio e impedenza di ingresso.

Valvola	*Rv* in ohm	*Rd* a 3500 kHz	*Rd* a 7000 kHz	*Rd* a 14000 kHz	*Rd* a 28000 kHz
EF 5	5.000	> 500.000	500.000	175.000	55.000
EF 6	5.500	> 500.000	> 500.000	145.000	47.000
EF 8	3.200	> 500.000	> 500.000	145.000	38.000
EF 9	6.900	> 500.000	460.000	112.000	30.000
EF 11	7.600	> 500.000	340.000	80.000	22.000
EF 13	2.500	—	—	—	—
EF 14	850	> 500.000	250.000	62.000	15.000
EF 50	4.000	4.000	> 400.000	100.000	25.000
SF 1	6.700	> 500.000	>8500.000	272.000	68.000
AH 1	100.000	336.000	84.000	21.000	5.700
ACH 1	50.000	—	—	—	—
4672	8.400	> 500.000	> 500.000	> 500.000	220.000
AK 2	—	> 500.000	> 500.000	145.000	47.000

Rapporto del trasformatore di uscita e impedenze di carico

Impedenza di carico anodico	Impedenza bobina mobile (ohm)														
Ω	1.5	2.5	3	4	5	6	7	8	9	10	12	14	16	18	20
1.500	33	26	23	19	18	16	15	14	13	12	11	10	10	9	8
2.000	37	28	26	22	20	18	17	16	15	14	13	12	11	11	10
3.000	45	34	32	27	24	22	21	19	18	17	16	15	14	13	12
4.000	52	40	37	32	28	26	24	22	21	20	18	17	16	15	14
5.000	58	45	41	35	32	29	27	25	24	22	20	19	18	17	16
6.000	64	50	45	39	35	32	29	27	26	25	22	21	19	18	17
7.000	68	54	48	42	38	34	32	29	28	26	24	22	21	20	19
8.000	73	56	52	45	40	37	34	32	30	28	26	24	22	21	20
9.000	78	60	55	47	43	39	36	34	32	30	27	25	24	22	21
10.000	82	64	58	50	45	41	38	35	33	32	29	27	25	24	22
12.000	89	69	63	55	49	45	42	39	37	35	32	29	27	26	34
16.000	103	80	73	64	57	51	48	45	42	40	36	34	32	30	28
20.000	115	90	82	71	64	58	54	50	47	45	41	38	35	34	32

INDICE TEMATICO

Richiami di fisica . . . . . da pag. 9 a pag. 20
Richiami di matematica . . . . . » » 21 » » 36

ELEMENTI DI ELETTROTECNICA

Significato di alcuni simboli e termini . . . . . pag. 37
Unità di misura impiegate . . . . . » 38
Alfabeto greco . . . . . » 42
Legge di Ohm . . . . . » 43
Resistenza dei conduttori in funzione di l, R, S e p . . . » 43
Resistenza e temperatura . . . . . » 45
Paralleli e serie di resistenze e di capacità . . . . . » 46
Potenza - Legge di Joule . . . . . » 48

Magnetismo . . . . . » 48

Forza esercitata da un campo magnetico su di un polo . . » 49
Azioni elettromagnetiche . . . . . » 50
Autoinduzione (coeff. di e « induttanza ») . . . . . » 52
Coefficiente di mutua induzione . . . . . » 53
Coefficiente di accoppiamento . . . . . » 54

Capacità elettrica . . . . . » 54

Determinazione della costante dielettrica ε . . . . . » 56
Energia immagazzinata in un condensatore . . . . . » 57

Correnti alternate . . . . . » 57

Rappresentanza delle c. a. sinusoidali . . . . . » 58
Valore massimo, effettivo e medio di una c. a. . . . . » 59
Risultante di due o più c. a. sinusoidali isofrequenziali . . » 60
Intensità e tensione sfasate fra loro - Fattore di potenza . » 61
Correnti alternate sinusoidali di diversa frequenza . . . . . » 62
Frequenze armoniche . . . . . » 63

La capacità nei circuiti a c. a. (reattanza e suscettanza) . pag. 63

L'induttanza in circuiti a c. a. (reattanza e suscettanza) . . » 66
Resistenza e capacità in parallelo . . . . . » 68
Costante di tempo . . . . . » 71
Frequenza « critica » o « di taglio » . . . . . » 71
Resistenza e capacità in serie . . . . . » 73
Resistenza e induttanza in parallelo . . . . . » 75
Resistenza e induttanza in serie . . . . . » 79
Capacità e induttanza in parallelo . . . . . » 81
Capacità e induttanza in serie . . . . . » 85

RADIOTECNICA

Risonanza . . . . . » 87
Formule utili per il calcolo dei circuiti oscillatori . . . . . » 88
Induttanza, capacità e resistenza in parallelo . . . . . » 89
Induttanza, capacità e resistenza in serie . . . . . » 92
Considerazioni sui circuiti oscillatori (ε, Q, δ, $tg\delta$, S, R_d) . » 95
Metodo pratico per la misura del fattore di merito . . . . » 98
Capacità in parallelo ad una serie di resistenza e induttanza » 99
Serie di capacità e resistenza in parallelo a serie di induttanza e resistenza . . . . . » 101
Relazioni fra: $\cos \varphi$, $tg\delta$ e Q di un circuito . . . . . » 102

Filtri di banda - Filtro di b. ad accopp. induttivo diretto . . . » 104
Filtro di b. ad accopp. induttivo indiretto . . . . . » 106
Filtri di b. con accopp. capacitivo diretto . . . . . » 108
Filtro di b. con accopp. capacitivo indiretto . . . . . » 109

Filtri. - Generalità . . . . . » 110
Dati per il progetto di filtri . . . . . » 114

Progettaz. delle parti di un circuito oscillatorio - Induttanze . . » 120
Avvolgimenti racchiusi entro lo schermo . . . . . » 124
Bobine di A F con nucleo in ferro . . . . . » 126
Il « Ferroxcube » . . . . . » 128
Avvolgimenti con fili a capi divisi (Litz) . . . . . » 129
Suscettanza effettiva di un nucleo di poliferro . . . . . » 131
Dati di alcuni avvolgimenti per AF e MF . . . . . » 132
Dati di alcune bobine di arresto per OC e OM . . . . . » 133
Calcolo dei condensatori variabili . . . . . » 134

Valvole termoioniche - Diodi . . . . . pag. 137
Triodi . . . . . » 138

Amplificazione degli stadi - Triodi amplif. a resist. . . . . » 142
Effetto della capacità interelettrodica . . . . . » 144
Potenza di uscita . . . . . » 147
Condizioni per il funzionamento migliore dello stadio di potenza » 149

Rappresentazione grafica delle caratteristiche delle valvole - Diodi » 151
Valvole amplificatrici . . . . . » 153
Distorsione . . . . . » 157

Classi di amplificazione - Angolo di circolazione . . . . . » 160
Amplificazione in classe A . . . . . » 161
Stadio in controfase di classe A . . . . . » 162
Amplificazione in classe B . . . . . » 163
Amplificazione in classe AB . . . . . » 166
Amplificazione in classe C . . . . . » 167

Amplificatori in classe A - Amplificatori a R e C . . . . » 169
Amplificatori a BF ad impedenze e capacità . . . . . » 170
Amplificatori a trasformatore BF . . . . . » 172
Stadio amplificatore finale in classe A . . . . . » 176
Calcolo delle attenuazioni - Frequenza di taglio . . . . . » 179
Calcolo di una impedenza di filtro o di accoppiamento BF . . » 182
Calcolo di una induttanza di BF non percorsa da c.c. . . . . » 186
Calcolo di un trasformatore di uscita . . . . . » 187
Trasformatori per stadi di uscita in controfase . . . . . » 190
Trasformatore di uscita per classe B . . . . . » 191

La reazione negativa o controreazione - Scopi . . . . . » 192
Reazione negativa di tensione . . . . . » 193
Reazione negativa di corrente . . . . . » 195
Applicazioni della reazione negativa . . . . . » 199
Corettori della curva di risposta - Esempi . . . . . » 200

Amplificazione ad alta frequenza - Ampl. a resistenza . . . . . » 203
Stadi di AF ad impedenze . . . . . » 204
Stadio aperiodico ad AF a trasformatore . . . . . » 204
Stadio amplificatore di AF a circuito accordato diretto . . » 205
Selettività a banda passante . . . . . » 207
Stadio amplificatore di AF a trasform. accordato . . . . . » 208
Stadio amplificatore di AF a filtro di banda . . . . . » 210
Considerazioni pratiche . . . . . » 211
Stadio amplificatore ad AF a filtro di b. con tre circuiti acc. . » 217

Circuiti oscillatori con prese intermedie . . . . . pag. 218
Circuito oscill. accopp. induttivamente ad un secondario caricato » 220
Effetti della capacità interelettrodica in stadi a circ. accord. . » 221
Stadio di aereo di un ricevitore . . . . . » 223

Stadio convertitore di frequenza - Preselettore . . . . . » 224
Circuito oscill. dell'oscillatore locale - Calcolo . . . . . » 226
Determinazione pratica delle costanti di uno stadio per OM . . » 227
Misure di guadagno sulla valvola convertitrice . . . . . » 230

Stadio rivelatore a diodo . . . . . » 232
Effetto della capacità in parallelo . . . . . » 235
Rivelazione di un segnale modulato . . . . . » 238
Ampiezza del segnale di BF rivelato . . . . . » 240

Criteri per la progettazione di un ricevitore, misure convenzionali » 242
Livelli di sensibilità . . . . . » 244
Il regolatore automatico di sensibilità (C.A.V.) . . . . . » 246
Resistenza equivalente di fruscio di una valvola . . . . . » 248

Amplificazione di A.F. di potenza . . . . . » 253
Stadio d'aereo di un trasmettitore . . . . . » 255
Valori per il C.O. di uscita di uno stadio AF cl. C. . . . » 256
Valore di tensione ai capi del C.O. . . . . » 260

Modulazione di ampiezza . . . . . » 262

Cristalli di quarzo per il controllo della frequenza . . . . . » 265
Applicazioni elettriche del quarzo . . . . . » 266
Inserzioni del quarzo in circuito . . . . . » 268

Stadio autooscillatore . . . . . » 272
Comportamento di uno stadio autooscillatore (o ampl.) in cl. C. » 273

Linee di trasmissione . . . . . » 276
Velocità di propagazione di una oscillazione in una linea . » 278
Diagramma vettoriale di una linea . . . . . » 279
Onde stazionarie . . . . . » 281
Fili di Lecher . . . . . » 283
Considerazioni sulle linee accordate . . . . . » 284

Aerei . . . . . » 284
Caratteristiche di irradiazione . . . . . » 286
Linee per l'alimentazione degli aerei (feeders) . . . . . » 288
Intensità di campo e ricezione . . . . . » 289
Aerei a telaio . . . . . » 291
Aerei fittizi . . . . . » 293

Resistenza ad alta frequenza « Effetto pelle » . . . . . pag. 294

Trasformatori di alimentazione . . . . . » 297
Effetti del carico . . . . . » 298
Progettazione dei traformatori di alimentazione . . . . . » 300
Diametro dei conduttori . . . . . » 302
Determinaz. grafica del N°. di spire e della sez. del nucleo . . » 305
Perdite del trasformatore . . . . . » 305
Temperatura degli avvolgimenti . . . . . » 306
Criteri per il calcolo degli autotrasformatori . . . . . » 306

Alimentatori . . . . . » 308
Tensioni a vuoto . . . . . » 309
Funzionamento a carico . . . . . » 310
Calcolo . . . . . » 311
Filtraggio . . . . . » 312

ABACI

Nomogrammi e Dati

Paralleli di R, L e X e serie di C (abaco N. 1) . . . . . » 315
Abaco N. 1 . . . . . » 317
Reattanza di una bobina alle frequenze acustiche (abaco N. 2) » 318
Abaco N. 2 . . . . . » 319
Reattanza di una bobina alle radiofrequenze (abaco N. 3) . . » 320
Abaco N. 3 . . . . . » 321
Reattanza di un condensatore alle frequenze acustiche (abaco N. 4) . . . . . » 322
Abaco N. 4 . . . . . » 323
Reattanza di un condensatore alle radiofrequenze (abaco N. 5) » 324
Abaco N. 5 . . . . . » 325
Induttanza, capacità e frequenza nei circ. oscill. (abaco N. 6) » 326
Abaco N. 6 . . . . . » 327
Determinazione di L, C ed f in C.O. per O.C. . . . . » 328
Abaco N. 6 bis . . . . . » 329
Attenuazione fuori risonanza di c.c. e filtri di b. (abaco N. 7) » 330
Abaco N. 7 . . . . . » 331
Abaco N. 8 . . . . . » 333
Verifica delle caratteristiche di filtri di b. e trasf. di M.F. (abaco N. 8) . . . . . » 334
Abaco N. 9 . . . . . » 335

Indutt. n. di spire, diam. e lungh. di una bobina cilindrica (abaco N. 9) . . . . . pag. 336
Abaco N. 10 . . . . . » 339
Indutt. n. di spire di bobine a nido d'ape (abaco N. 10) . . . . » 340
Abaco N. 11 . . . . . » 341
Determ. della capacità di un condens. piano (abaco N. 11) . . » 342
Profilo dei condensatori variabili (abaco N. 12) . . . . . » 344
Abaco N. 12 . . . . . » 345
Attenuaz. dovuta al circuito di accopp. ad RC (abaco N. 13) » 346
Rapporti di amplif. o di attenuaz. espressi in dB (abaci N. 14) » 346
Abaco N. 13 . . . . . » 347
Abaco N. 14 (a) . . . . . » 349
Caratteristiche dei nuclei lamellari . . . . . » 350
Abaco N. 14 (b) . . . . . » 351
Curve di magnetizzazione (abaco N. 15) . . . . . » 352
Abaco N. 15 . . . . . » 353
Perdite per isteresi a 50 Hz (abaco N. 16) . . . . . » 354
Abaco N. 16 . . . . . » 355
Permeabilità incrementale (tabelle) . . . . . » 356
Abaco N. 17 . . . . . » 357
Determinazione del numero di spire per volte della sezione del nucleo nei trasformatori di alim. (abaco N. 17) . . . . . » 358
Abaco 17 bis . . . . . » 359
Determinazione del diametro dei conduttori (abaco N. 17 bis) » 360
Determinazione delle costanti del c.o. nello stadio convertitore (abaco N. 18) . . . . . » 360
Abaco N. 18 . . . . . » 361
Analisi grafica del contenuto di armoniche . . . . . » 362
Resist. equival. di fruscio e impedenza di ingresso . . . . » 365
Rapp. dei trasform. di uscita . . . . . » 365

TABELLE E GRAFICI NEL TESTO

Unità di potenza e loro equivalenze (tabelle) . . . . . » 12
Unità di lavoro (tabella) . . . . . » 12
Unità di energia (tabella) . . . . . » 12
Pesi specifici (tabella) . . . . . » 13
Mantisse dei logaritmi dei numeri da 1 a 110 (tabella) . . . . » 28
Equivalenze trigonometriche (tabella) . . . . . » 32
Relazioni fra unità elettriche pratiche e unità C.G.S. (tabella) » 39
Resistività e coeff. di temperatura (tabella) . . . . . » 44
Dati per conduttori (resist., peso, ecc. in relaz. al diametro) . » 45

Costante dielettrica di alcune sostanze . . . . . pag. 56
Abaco per le relazioni fra: V, R, I e W . . . . . » 78
Fattore di perdita ($tg\ \delta$) di alcuni dielettrici per A F (tab.) . . » 104
Dati per il progetto di filtri . . . . . » 114
Coefficienti per la formula di Nagaoka (abaco) . . . . . » 119
Coefficienti per bobine a nido d'ape (grafico) . . . . . » 123
Effetto dell'introduzione delle bobine nello schermo (grafico) . » 125
Suscettanza effettiva di nuclei per AF (grafici) . . . . . » 131
Dati per bobine a nido d'ape (tabella) . . . . . » 132
Dati per bobine di arresto AF (tabella) . . . . . » 133
Profilo per condensatori variabili (tabella) . . . . . » 136
Emissione di un catodo (grafico) . . . . . » 141
Effetti delle capacità griglia-placca (grafico) . . . . . » 146
Sezione del nucleo di una impedenza per BF . . . . . » 181
Abaco per il calcolo di impedenze BF . . . . . »183-184
Andamento delle tensioni e amplif. di uno stadio a f. di b. (grafico) . . . . . » 216
Grafici per il calcolo dello stadio rivelatore . . . . . »237-238
Tensioni di fruscio (grafici) . . . . . »251-252
Grafici per il calcolo di uno stadio AF di potenza . . . . . »257-258
Corrente di aereo e modulazione (grafico) . . . . . » 264
Resistenza di irradiazione e altezza di un aereo (grafico) . . . » 288
Propagazione diretta diurna sul mare . . . . . » 290
Effetto pelle (grafico) . . . . . » 296
Grafico per il calcolo di autotrasformatori . . . . . » 307
Angolo di circolazione negli alimentatori 311

Volumi pubblicati

Schemario TV - 1ª serie 1954 . . . . . L. 2.500

Schemario TV - 2ª serie 1955 . . . . . L. 2.500

Schemario TV - 3ª serie 1956 . . . . . L. 2.500

Schemario TV - 4ª serie 1957 . . . . . L. 2.500

Ing. F. SIMONINI & C. BELLINI - Le Antenne L. 3.000

Ing. A. NICOLICH - La sincronizzazione dell'immagine in televisione . L. 3.300

A. V. J. MARTIN - Come si ripara il televisore . L. 1.300

M. PERSONALI - Radio e Televisione con tubi elettronici
in brossura . . . . . L. 2.700
in tela . . . . . L. 3.000

Ing. A. NICOLICH - La relatività di Albert Einstein . . . . . L. 500

Ing. G. MANNINO PATANE' - Numeri complessi . . . . . L. 300

Ing. G. MANNINO PATANE' - Elementi di Trigonometria Piana . . L. 500

Ing. D. PELLEGRINO - Bobine per bassa frequenza . . . . . L. 500

E. AISBERG - La Televisione? E' una cosa semplicissima! . . . . . L. 1.100

G. TERMINI - Innovazioni e perfezionamenti nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori . . . . . L. 500

A. CONTORNI - Come devo usare il televisore . L. 200

P. SOATI - Corso pratico di radiocomunicazioni . L. 200

P. SOATI - Meteorologia . L. 220

A. PISCIOTTA - Tubi a raggi catodici . . . . L. 450

A. PISCIOTTA - Prontuario zoccoli valvole europee . . . . . L. 1.000

LUND JOHANSEN - World Radio Television Valve . . . . . L. 1.250

Ing. F. GHERSEL - I ricevitori di televisione a colori . . . . . L. 3.000

H. SCHREIBER - Transistori . . . . . L. 1.500

N. CALLEGARI - Radiotecnica per il laboratorio . . . . . L. 3.000

G. NICOLAO - La tecnica dell'Alta Fedeltà . . . .

PREZZO L. 3.000